RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRGANG **22** NOVEMBER 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

III. Maschinenbauausstellung der CSR in Brno 689

Dipl.-Ing. W. Bruske
Störwellen in Hochfrequenzsendern und ihre Beseitigung 694

Hans Sutaner
Aufgaben und Lösungen 698

Nachrichten und Kurzberichte 699

Werner Wunderlich
Grundlagen und Vorschläge für eine objektive Lautstärkemessung im Kurzwellenamateurempfänger 700

Roman Warnicke
Bauanleitung für einen NF-Teil mit Klangregister 702

Elmar Kunze
Einfache Frequenzmessung 704

Ingolf Wittig
Fernsehempfänger FS 01 „Weißensee" 706

Kippteil mit Transistoren 709

Amerikanischer Volltransistor-Autosuper 710

L. Schmiedekind
Der Frequenzgang beim Magnettonverfahren, Teil 2 und Schluß 711

G. Hohmuth
Plattenspieler im Kraftwagen 713

Dipl.-Ing. Alexander Raschkowitsch
Meßgeräte und Meßverfahren Strom- und Spannungsmessungen mit dem Drehspulmeßwerk 714

Beobachtung des „Sputnik I" über Ulm 719

Werner Goedecke
Abkürzungen deutscher, franz., engl. und amerik. allgemeiner und technischer Begriffe auf dem Gebiete der Nachrichtentechnik 3. U.-S.

Titelbild:

Unsere Aufnahme zeigt den Chassisaufbau des Fernsehempfängers FS 01 „Weißensee" vom VEB Stern-Radio Berlin. Eine ausführliche Empfängerbeschreibung finden Sie in diesem Heft auf Seite 706. Aufnahme: Blunck

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 5227
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM



Ich möchte Sie freundlichst bitten, mir mitzuteilen, ob in Ihrer Zeitschrift eine Beschreibung mit Schaltskizze über den Selbstbau eines Meßsenders veröffentlicht wurde. Sollte dies bereits geschehen sein, so lassen Sie mir bitte das Heft zukommen. *E. W., Greiz (Thür.)*

Wir Bastler vermissen im 6. Jahrgang die breite Linie, z. B. war in allen 16 Heften noch keine Baureihe der Verstärkertechnik. Spezielles Interesse besteht für moderne tragbare, mittelgroße Verstärker (bis zu 20 W) in Verbindung mit dazugehörigem Tonbandkoffer, Mikrofonvorverstärker und Mischeinrichtung — ähnlich wie im vorigen Jahrgang ...
... Außerdem: einen kleinen Raum können Sie uns Nichtmathematikern schon einräumen — obwohl uns das andere natürlich auch mächtig interessiert!
Herzlichen Dank, und nichts für ungut! *R. K., Dresden A 29*

Die Wünsche dieser Leser bestehen durchaus zu Recht. Da unser Labor, in dem wir ähnliche Entwicklungen geplant hatten, inzwischen leider wieder aufgelöst ist, sind wir selbst nicht zum Ausarbeiten dieser Bauanleitungen imstande. Wir möchten deshalb an dieser Stelle alle Leser und Mitarbeiter unserer Zeitschrift bitten, Selbstbaugeräte dieser Art, die ihrer Ansicht nach einen größeren Kreis interessieren könnten, uns zwecks Veröffentlichung zur Verfügung zu stellen. Bedingung ist natürlich ein möglichst sauberer mechanischer Aufbau und die Bestückung mit modernen Einzelteilen und Bauelementen (Wehrmachtröhren sind mittlerweile kaum noch zu kaufen und können daher nicht für Bauanleitungen in unserer Zeitschrift verwendet werden). Für Einsendungen, die von uns veröffentlicht werden, wird selbstverständlich ein Honorar gezahlt. Die Redaktion

*

In der Zeitschrift Nr. 4, Jahrgang 1957, wurde ein Artikel unter der Überschrift „Selbstgebaute Transistorempfänger" veröffentlicht. Da ich mich sehr für die Transistortechnik interessiere, möchte ich die Empfänger natürlich gern bauen. Das Ding hat aber einen Haken. Von Transistoren scheint man hier noch nichts gehört zu haben. Ich wäre Ihnen deshalb sehr dankbar, wenn Sie mir eine Bezugsquelle für 2 OC 811 nennen könnten. Es kann ruhig zweite Wahl sein. *H. B., Magdeburg*

Ich möchte die Störimpulsunterdrückung durch die Diode OA 645 (WBN Teltow) in meinem „Filius", dem UKW-Vorsatz aus Radeberg, ausprobieren und bitte Sie, mir mitzuteilen, ob und wo solche ausgesuchten Exemplare in kleinsten Mengen erhältlich sind. *W. K., Dresden*

Noch immmer ist es nur vereinzelt möglich, über die untengenannte DHZ kleine Stückzahlen von Transistoren an Amateure auszuliefern. Die Produktion des VEB WBN in Teltow wird vorläufig noch vollständig von der Industrie zu Versuchszwecken benötigt. Der nun endgültige (?) Plan zum Aufbau eines Produktionswerkes für Transistoren gibt der Hoffnung Raum, daß sich dieser unerfreuliche Zustand in einiger Zeit endlich ändern wird (s. a. den Leitartikel in Nr. 21 unserer Zeitschrift).
Bei Germaniumdioden sind die Aussichten, auf Anforderung beliefert zu werden, etwas besser, wie man uns in Teltow mitteilte.
Bitte wenden Sie sich an die folgende Adresse:
DHZ Elektro-Feinmechanik-Optik
Niederlassung Potsdam, Schopenhauerstraße
Die Redaktion

*

... Im übrigen habe ich mich gefreut über die saubere und exakte Darstellung der Schaltbilder und besonders der Kennlinien. Ich möchte Ihnen deshalb an dieser Stelle für Ihre freundliche Zusammenarbeit meinen Dank aussprechen ... *Horst Schlesier, Freiberg*

Dieses Lob freut uns ganz besonders, denn es werden mitunter Zeichnungsvorlagen geliefert, die alle Ähnlichkeit mit der futuristischen Grafik des 25. Jahrhunderts, aber nicht mit einem Schaltbild haben. Aber unsere Zeichnerinnen können sich (und ihre Zeichnungen) sehen lassen! Aus Platzmangel können wir leider keine Fotos veröffentlichen.

*

Ich baute ein Gerät in das Gehäuse des Einkreisers „Grünau" vom VEB Stern-Radio Berlin. Leider komme ich jetzt wegen der Skala und dem Skalenantrieb in Komplikationen. Da das Genannte im Handel nicht zu bekommen war, richtete ich ein Schreiben an den VEB Stern-Radio Berlin mit der Bitte, mir die „Grünau"-Skala per Nachnahme zu übersenden. Bis heute habe ich noch keine Antwort erhalten. Da sich schon viele Bastler mit ähnlichen Sorgen an Sie wandten, möchte ich das hiermit auch tun. Können Sie mir nicht helfen, eine Skala und den Skalenantrieb des „Grünau" zu beschaffen? *R. N., Engelsdorf*

Es ist eine schwierige Angelegenheit, Einzelteile aus der laufenden Produktion eines volkseigenen Betriebes erwerben zu wollen. Mancher Bastlerwunsch, der — von der Seite der Produktion, des Materialbedarfs usw. aus gesehen — ohne weiteres erfüllbar wäre, scheitert einmal an der strengen Plandisziplin, der die Betriebe unterworfen sind, und an der Tatsache, daß ein solches Zugeständnis eine Kettenreaktion weiterer Wünsche und Anfragen nach sich ziehen würde. Diese Frage muß nicht in Einzelfällen, sondern generell gelöst werden. Die 33. Plenartagung des ZK der SED hat eine Erhöhung der Massenbedarfsgüterproduktion gefordert. Wir sind der Meinung, daß Selbstbaueinzelteile für die Amateurtätigkeit wichtig genug sind, um mit unter diesen Begriff gerechnet zu werden (auch wenn es sich nicht immer um „Massen" handeln wird!). Die „neue Technik", von der so viel geschrieben wird, ist ohne Elektronik nicht denkbar, und jede, auch private Beschäftigung mit ihr muß gefördert werden.
Im übrigen: Wir schreiben Ihnen noch einiges zu Ihrer speziellen Bitte. Der Selbstbau eines Skalenantriebs läßt sich ohne großen Aufwand mit einfachen Mitteln realisieren.
Die Redaktion

Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, und die Beauftragten der Zentralen Zeitschriftenwerbung
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Légué 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tchechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

2. NOVEMBERHEFT 6. JAHRGANG **22** 1957

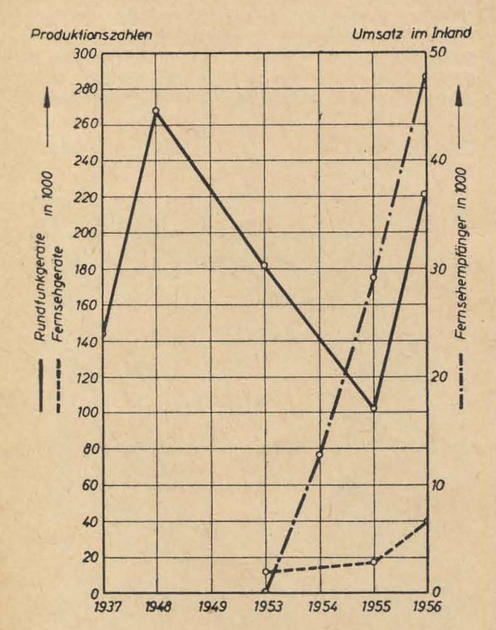
ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

III. Maschinenbau-Ausstellung der CSR in Brno

1,7 Millionen Besucher wurden auf der diesjährigen tschechoslowakischen Maschinenbauausstellung im September in Brno gezählt. Setzt man diese Zahl ins Verhältnis zur Bevölkerungsziffer der CSR, die nach statistischen Angaben im Jahre 1956 13291980 betrug, so kann man ohne Übertreibung von einer Rekordbesucherzahl sprechen. Die Ursache hierfür ist klar ersichtlich. Die Tschechoslowakei ist seit jeher als ein Staat mit hochentwickelter Industrie bekannt, und die Ausstellung in der CSR sowie die tschechoslowakische Beteiligung auf ausländischen Messen in den vergangenen Jahren haben gezeigt, daß die technischen Leistungen dieses verhältnismäßig kleinen mitteleuropäischen Staates teilweise in beachtlicher Nähe der internationalen Spitzenleistungen liegen.

Mit Rücksicht auf die große Zahl der Exponate wurde diesmal die Ausstellung der tschechoslowakischen Schwachstromindustrie in zwei große Gruppen aufgeteilt, die in getrennten Pavillons untergebracht waren. In einer Halle wurden die Meßtechnik und die kommerzielle Nachrichtentechnik mit der Bauelementeindustrie vereinigt, in der anderen sah man das gesamte Angebot der Fernseh- und Rundfunkempfänger, Musiktruhen und anderer elektroakustischer Geräte.

Wir haben in RADIO UND FERNSEHEN schon verschiedentlich über Erzeugnisse der tschechoslowakischen elektronischen Industrie berichtet[1]).



Übersicht über die Produktions- und Umsatzzahlen der letzten Jahre von Rundfunk- und Fernsehempfängern in der CSR

Man kann an der Tatsache nicht vorübergehen, daß in der CSR Rechteckbildröhren bis zu 43 cm Diagonale, verschiedene Arten von Bildaufnahmeröhren (Quanthikon, Resisthikon, Superorthikon), ein vielfältiges Sortiment moderner Fernsehempfänger, eine große Anzahl elektronischer Meßgeräte, komplette Meßplätze für Dezimeter- und Zentimeterwellen, eine große Serie von Thyratrons, moderne Fernsehsender mit Senderöhren eigener Produktion und mehrere Batterieempfänger hergestellt werden.

Einen Überblick über die Produktion bzw. Umsatzzahlen von Rundfunk- und Fernsehempfängern vermittelt die grafische Darstellung auf dieser Seite. Man erkennt hieraus, daß die Fernsehempfängerindustrie bald in der Lage sein wird, ihre Produktion dem Bedarf anzugleichen. Vergleicht man das Verhältnis von Produktion und Umsatz der Jahre 1953 und 1956, so kann man ein Ansteigen des Lebensstandards gerade in den letzten Jahren feststellen, wobei beim geringen Umsatz 1953 zu berücksichtigen ist, daß das Sendernetz der CSR damals erst im Aufbau war. Auch der durchschnittliche Monatslohn eines Werktätigen im sozialistischen Sektor der Volkswirtschaft nahm z. B. von 1095 Kronen im Jahre 1953 auf 1243 Kronen im Jahre 1956 zu. Die Arbeitszeit beträgt heute in der gesamten Wirtschaft 46 Wochenstunden und soll bis 1960 auf 42 Stunden gesenkt werden.

Es ist uns nicht möglich, eine lückenlose Aufzählung aller in Brno gezeigten Geräte zu veröffentlichen. Einzelne Beispiele müssen hier für die Gesamtheit sprechen, und wir werden auf wichtige Einzelheiten auch noch in späteren Heften zurückkommen.

Den folgenden Bericht stellte uns freundlicherweise ein Fachredakteur der Zeitschrift „Sdelovaci technika" zur Verfügung. Herrn Ilja Miskovsky danken wir an dieser Stelle nochmals für sein Entgegenkommen.

Die Redaktion

Fernsehempfänger

Die Fernsehempfänger der CSR werden von den Betrieben TESLA Strasnice und TESLA Pardubice gefertigt. Im folgenden die wichtigsten Angaben über einzelne Geräte.

FS-Tischempfänger Manes 4102 U. 36-cm-Bildröhre, 15 Röhren, 1 Ge-Diode und 1 Selengleichrichter. 6 Kanäle in den Bändern I und III, Empfindlichkeit besser als 250 μV. Ausgangsleistung 1,2 W, Netzanschluß 220 V, 130 W.

FS-Tischempfänger Ales 4103 U. 43-cm-Bildröhre, weitere technische Angaben wie oben. Gewicht 23,5 kg.

FS-Tischempfänger Myslbek 4104 U. 53-cm-Bildröhre, weitere Angaben wie oben, Abmessungen 64 × 55 × 45 cm.

FS-Tischempfänger Akvarel 4202 A. 36-cm-Bildröhre, 25 Röhren und 2 Ge-Dioden. 12 Kanäle in den Bändern I und III, Empfindlichkeit besser als 300 μV, Ausgangsleistung 1,5 W, Netzanschluß 220 V, 215 W, Abmessungen 55 × 46 × 47 cm.

FS-Tischempfänger Athos 4203 A. 43-cm-Bildröhre, 22 Röhren, 2 Ge-Dioden und 1 Selengleichrichter. 12 Kanäle in den Bändern I und III. Empfindlichkeit besser als 300 μV, Ausgangsleistung 1,5 W, 2 Lautsprecher. Netzanschluß 220 V, 215 W, Abmessungen: 57 × 51 × 58 cm.

FS-Tischempfänger Astra 4206 U. 43-cm-Bildröhre, 15 Röhren und 1 Selengleichrichter. 9 Kanäle in den Bändern I und III und 3 Reservekanäle. Empfindlichkeit: Band I 50 μV, Band III 100 μV. Fernbedienung für Helligkeit und Lautstärke, Ausgangsleistung 1,5 W. Netzanschluß 220 V ≃, 160 W, Abmessungen: 54 × 49 × 53 cm.

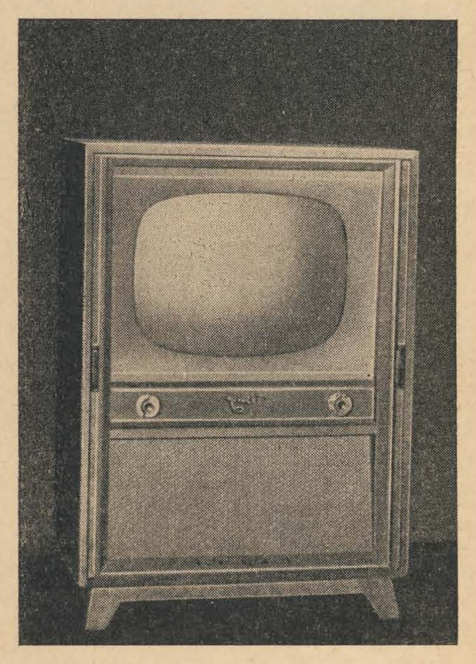


Bild 1: Fernsehstandgerät Marold mit 53-cm-Bildröhre

FS-Tischempfänger Narcis 4207 U. 53-cm-Bildröhre, 15 Röhren und 1 Selengleichrichter, weitere Angaben wie beim FS-Empfänger Astra. Abmessungen 59 × 51 × 47 + 18 cm.:

FS-Standgerät Marold. 53-cm-Bildröhre, 18 Röhren, 1 Ge-Diode und 2 Selengleichrichter. Empfindlichkeit besser als 100 μV, 2 Lautsprecher.

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 5 (1957), Nr. 7 (1957), Nr. 10 (1957).

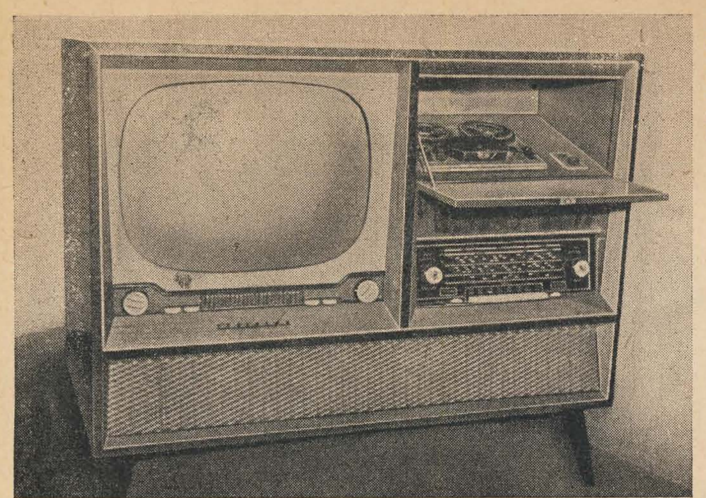


Bild 2: Fernseh-Musikschrank Semiramis mit 53-cm-Bildröhre, Rundfunkempfänger und Magnettongerät

Fernsehtruhen

Als einziges Gerät dieser Art wurde die *Fernsehtruhe Semiramis 4307 A* vorgeführt. Das Gerät enthält einen FS-Empfänger mit 53-cm-Bildröhre, einen Rundfunkempfänger und ein Tonbandgerät, die an einen NF-Leistungsverstärker angeschlossen sind.
FS-Empfänger: 15 Röhren und 1 Selengleichrichter, 9 + 3 Kanäle, Empfindlichkeit im Band I 50 μV, im Band III 100 μV. Rundfunkgerät: 5 Wellenbereiche (2 K, 2 M, 1 L), 5 Röhren, 6 + 2 Kreise, Empfindlichkeit 50 μV. Tonbandgerät: Zwei Spuren, Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s. Die Spieldauer beträgt 2 × 30 Min., schneller Vor- und Rücklauf ($\approx$ 2 Min.), 5 Röhren. Der NF-Leistungsverstärker enthält 4 Röhren und hat eine Ausgangsleistung von $\approx$ 8 W bei 1,5% Verzerrung, ferner sind 6 Lautsprecher mit Frequenzweichen eingebaut. Netzanschluß 220 V, 320 W.

Rundfunkempfänger

Verschiedene TESLA-Betriebe zeigten Geräte, die teilweise auch auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse zu sehen waren. Das Fertigungsprogramm erstreckt sich von einfachen Batterie- und Netzempfängern bis zu Spitzengeräten mit FM-Teil, Drucktastenbedienung, drehbaren Ferritantennen und 3D-Lautsprecherkombinationen.
Hymnus 625 A. Standardgerät mit Drucktastenumschaltung für AM und FM, Röhrenbestückung: ECC 85, ECH 81, 2 × 6 F 31, 6 BC 32, 6 B 32, EF 80, PL 82, EM 80, EZ 81. Wellenbereiche: 2 K, 2 M, 1 L und 1 U. ZF für AM 468 kHz, für FM 10,7 MHz. Empfindlichkeit: K_1 15 μV, K_2 30 μV, M_1 10 μV, M_2 10 μV, L 15 μV, U 3,5 μV. Ausgangsleistung 2,5 W. 4 Lautsprecher, davon 2 Oval- und 2 Hochtonsysteme. Antennen: drehbare Ferritantenne für M_1 und M_2, eingebauter Dipol für UKW. Tonabnehmeranschluß: Empfindlichkeit 20 mV bei 400 Hz und 50 mW Sprechleistung. Netzanschluß 120 ··· 220 V, 65 W.
Filharmonie 805 A. Spitzengerät mit Drucktastenschaltung, 6 Wellenbereiche (davon 1 UKW), 11 Röhren, Kreise: 8 AM, 11 FM, drehbare Ferritantenne, 5 Lautsprecher im 3D-System.

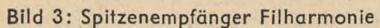


Bild 3: Spitzenempfänger Filharmonie





Bild 4: Musiktruhe Maestro mit Rundfunkempfänger und Viertouren-Plattenspieler

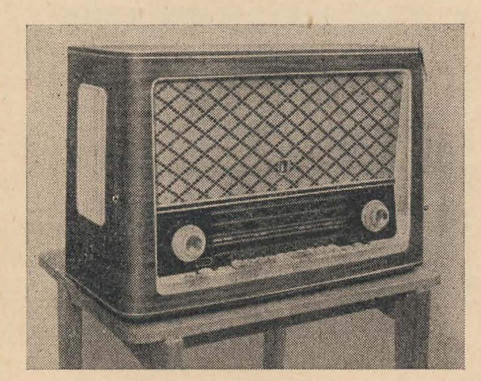


Bild 5: Super Hymnus, Typ Tesla 625 A

Bild 6: Mittelsuper Choral, Typ Tesla 624 A



Maestro 1002 A. Es handelt sich hier um eine Fono-Radio-Kombination. Der Empfangsteil entspricht dem Empfänger TESLA 625 A. Als Plattenspieler dient ein Supraphon-Chassis H-20 mit vier Geschwindigkeiten. Der Kristalltonabnehmer Supraphon VK 5 ist für Standard- und Mikrorillen umschaltbar.
Batterieempfänger Rekreant 3103 AB. Es handelt sich hier um ein Gerät für Batterie- und Netzbetrieb; beim Netzbetrieb werden die eingebauten Batterien geladen. Der Empfänger besitzt 5 Wellenbereiche mit Drucktastenumschaltung, 5 Batterieröhren. Gewicht 4,5 kg.

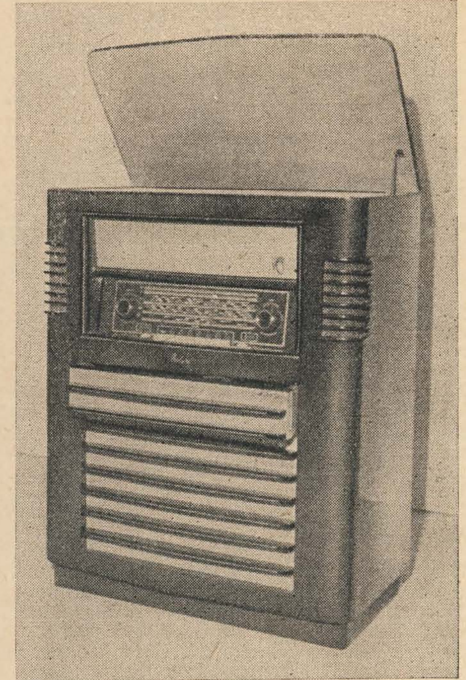
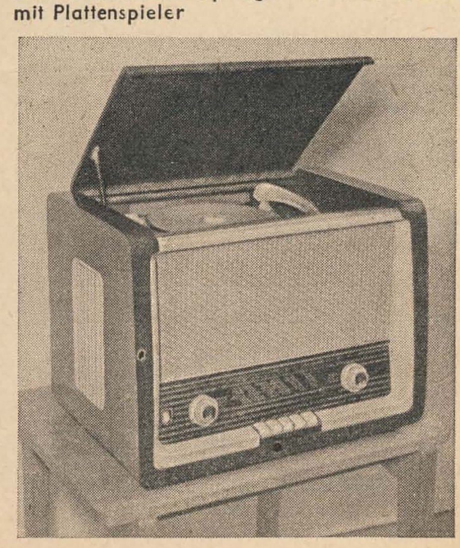


Bild 7: Musiktruhe Bolero mit Mittelsuper Tesla 524 A

Batterieempfänger Minor. Verbesserte Ausführung des bekannten Kofferempfängers für Mittelwellen. Zu diesem Gerät ist jetzt ein abnehmbarer Netzteil lieferbar.
Rundfunkempfänger Orchestr 1003 A mit Plattenspieler und Zweitlautsprecher. Dieses Gerät ist mit 6 Röhren bestückt und hat folgende Wellenbereiche: 2 K, 1 M und 1 L (ZF 468 kHz). Empfindlichkeit: K_1 80 μV, K_2 60 μV, M 40 μV, L 30 μV, Empfindlichkeit am Tonabnehmeranschluß 25 mV bei 400 Hz und 50 mW. Ausgangsleistung 2,5 W bei 400 Hz und 5% Verzerrung. 3 Lautsprecher, davon 2 Hochtonsysteme. Der Zweitlautsprecher ist in einem kleinen Holzgehäuse untergebracht und kann auch als Teil einer Wechselsprechanlage

Bild 8: Rundfunkempfänger Orchestr 1003 A mit Plattenspieler



verwendet werden. Plattenspieler: Supraphon-Chassis H-20 mit 4 Geschwindigkeiten und Kristalltonabnehmer Supraphon VK 5. Netzanschluß 120 · · · 220 V, 70 W.

Musiktruhen

Devin enthält den Rundfunkempfänger TESLA 624 A und den Plattenspieler Supraphon mit vier Geschwindigkeiten und Kristalltonabnehmer. Außerdem ist ein Anschluß für Tonbandgerät und ein Übertrager zum Anschluß an den Drahtfunk vorhanden.

Maestro besitzt einen Rundfunkempfänger mit 10 Röhren und 6 Wellenbereichen (davon 1 UKW), 8 und 2 Kreisen. Ferner ist eine drehbare Ferritantenne eingebaut und ein Plattenspieler für vier Geschwindigkeiten mit Kristalltonabnehmer. Im unteren Teil ist eine 3D-Lautsprecherkombination eingebaut. Das Gerät kann außerdem auch an das Tonbandgerät angeschlossen werden.

Tonbandgeräte

Es wurden drei verschiedene Ausführungen von Tonbandgeräten vorgeführt, von denen zwei bereits als Serienfertigung laufen.

Tragbares Tonbandgerät TESLA MGK-10. Dieses Gerät gehört in die mittlere Klasse und hat zwei Bandgeschwindigkeiten von 19,05 und 9,5 cm/s, die Spieldauer beträgt 2 × 30 bzw. 2 × 60 Minuten. Das Gerät ist außerdem mit schnellem Vor- und Rücklauf ausgestattet. Die



Bild 9: Kofferempfänger Minor II für Batterie- und Netzbetrieb



Bild 10: Tragbares Tonbandgerät TESLA MGK-10 für 19 und 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit

Ausgangsleistung beträgt 1,5 W bei 4% Verzerrung, Eingangsempfindlichkeit am Mikrofonanschluß 1 mV, am Plattenspieler- und Empfängeranschluß 100 mV. Röhrenbestückung: 6 CC 42 S, 6 F 32, 6 F 36, 6 L 31, 6 Z 31, EM 11. Netzanschluß 110 · · · 220 V, 52 W; Abmessungen: 500 × 327 × 202 mm, Gewicht 16,5 kg. Frequenzgang bei 19,05 cm/s 70 ... 7000 Hz, bei 9,5 cm/s 100 ... 4000 Hz.

Tonbandgerät Supraphon. Gramofonove Zavody zeigten ein Fertigungsmuster des neuen Tonbandgerätes Supraphon. Aus diesem Grunde wurden auch keine näheren Einzelheiten bekanntgegeben. Es handelt sich um ein formschönes Gerät für zwei Spuren mit Drucktastenbedienung, zwei Bandgeschwindigkeiten von 19,05 und 9,5 cm/s, ferner schneller Vor- und Rücklauf. Spieldauer 2 × 30 bzw. 2 × 60 Minuten.

Tonbandadapter für Plattenspieler. Billiges und einfaches Gerät mit Universalkopf zur Aufnahme der Sprache und Musik für mittlere Qualitätsansprüche. Die Spieldauer beträgt 2 × 15 Minuten bei einer Geschwindigkeit von 19,05 cm/s. Antrieb mittels Getriebe vom Teller eines Plattenspielers bei 78 U/Min. Die Aufnahme der Sprache kann auch bei reduzierter Geschwindigkeit von etwa 8,2 cm/s (d. h. 33⅓ U/Min. des Plattentellers) durchgeführt werden. Der Frequenzbereich beträgt 120 · · · 5000 Hz. Zum Adapter gehört auch ein dreistufiger Verstärker. Zum Löschen der Aufzeichnung wird eine Drossel mitgeliefert. Netz: 120 · · · 220 V, etwa 25 W.

Lautsprecher und Lautsprecherkombinationen

TESLA Valasske Mezirici zeigte sämtliche Lautsprecher der neuen Typenreihe, deren Haupteigenschaften in den Tabellen I und II angeführt werden. Die Lautsprecher wurden an einem großen Tableau untergebracht und zur Beurteilung der Wiedergabe und der Klangqualität nacheinander eingeschaltet, wobei die Spieldauer pro System 15 Sekunden betrug. Der eingeschaltete Lautsprecher wurde optisch angezeigt. Besonders interessant ist der Miniaturlautsprecher 01, der in erster Linie für Transistorempfänger bestimmt ist, ferner die Ausführung 05 mit bakelisierter Tauchspule, wodurch sein Frequenzumfang bis auf 11 kHz erweitert wurde. Besonders erwähnenswert ist der Lautsprecher 07 (Systeme koaxial angeordnet) sowie der größte Typ 08.

Tabelle I: Rundlautsprecher

Typ	Ausführung	Durchmesser d. Membrane in mm	Leistung in W	Sättigung i. Luftspalt in G	Resonanzfrequenz in Hz
01	I	72	0,35	10 000	325
02	I	78	0,35	6 000	200
	II	78	0,35	10 000	200
03	I	108	0,7	5 000	160
	II	108	0,7	10 000	160
04	I	143	1,5	6 900	85
	II	143	1,5	9 000	85
	III	143	1,5	11 000	85
05	I	180	3	6 900	69
	II	180	3	6 900	75
	III	180	3	9 000	69
	IV	180	3	11 000	69
	V	180	3	9 000	75
	VI	180	3	11 000	75
	VII	180	3	9 000	69
	VIII	180	3	9 000	75
06	I	208	6	6 900	55
	II	208	6	6 900	61
	III	208	6	11 000	55
	IV	208	6	11 000	61
	V	208	6	9 000	55
	VI	208	6	9 000	61
07	I	243	8	9 000	50
	II	243	8	9 000	56
	III	243	8	12 000	50
	IV	243	8	12 000	56
08	I	302	10	9 000	40
	II	302	10	9 000	45
	III	302	10	12 000	40
	IV	302	10	12 000	45

Bemerkungen: Impedanz der Schwingspule bei 1 kHz = 4 bzw. 5 Ω, Permanentmagnete Alni oder Alnico.

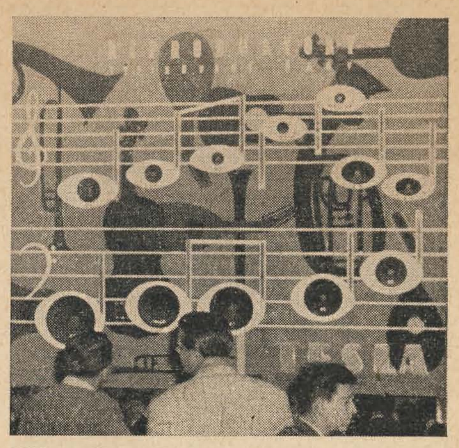


Bild 11: Lautsprecher der neuen Typenreihe. Zur Beurteilung der Leistung und der Klangqualität wurden einzelne Lautsprecher nacheinander für 15 Sekunden eingeschaltet

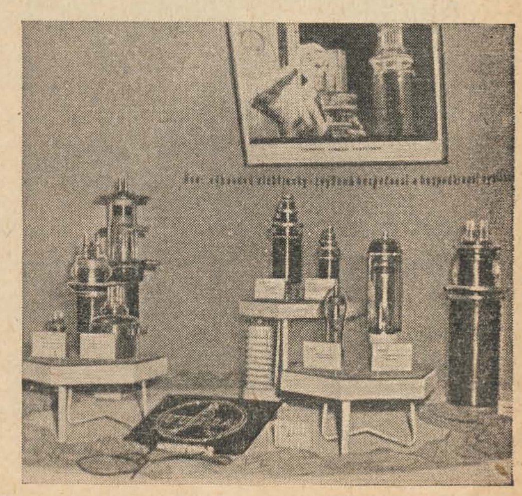
Tabelle II: Ovallautsprecher

Typ	Ausführung	Abmessungen d. Membrane in mm	Leistung in W	Sättigung i. Luftspalt in G	Resonanzfrequenz in Hz
E 2	I	84/59	0,35	6 000	—
	II	84/59	0,35	10 000	—
E 3	I	112/79	0,7	6 000	—
	II	112/79	0,7	10 000	—
E 4	I	140/100	1,5	6 900	—
	II	140/100	1,5	9 000	—
	III	140/100	1,5	11 000	—
E 5	I	180/131	1,5	6 900	72
	II	180/131	1,5	9 000	72
	III	180/131	1,5	11 000	—
E 6	I	215/156	6	6 900	—
	II	215/156	6	11 000	—
	III	215/156	6	9 000	—

Außerdem wurden Lautsprecherkombinationen für Heimgebrauch und für Kinos vorgeführt. Für Heimgebrauch sind zwei unterschiedliche Ausführungen bestimmt: Flachkasten im 3D-System mit einem Lautsprecher 07 und drei E 5 oder Eckmodell, das je einen Lautsprecher 07 und E 5 enthält. Der Frequenzbereich beider Kombinationen reicht von 70 Hz · · · 10 kHz ± 5 dB.

Für Kinos werden zwei Ausführungen hergestellt. Der kleine Typ enthält folgende Lautsprecher: 4 × 07 und 3 × E 5, die andere Ausführung ist mit 6 Lautsprechern 07 und 3 des Typs E 5 bestückt.

Bild 12: Übersicht der Senderöhren von TESLA



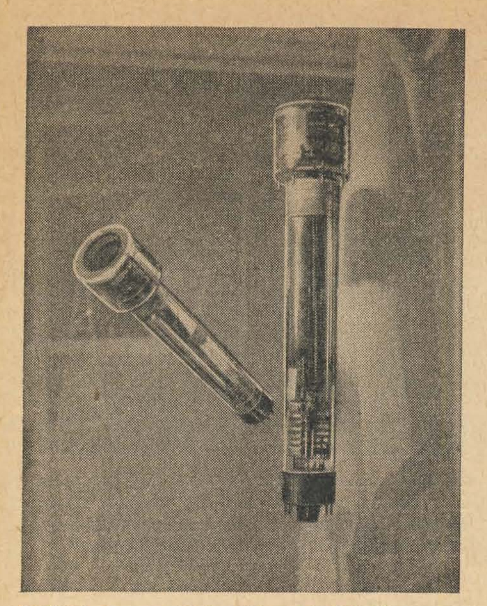
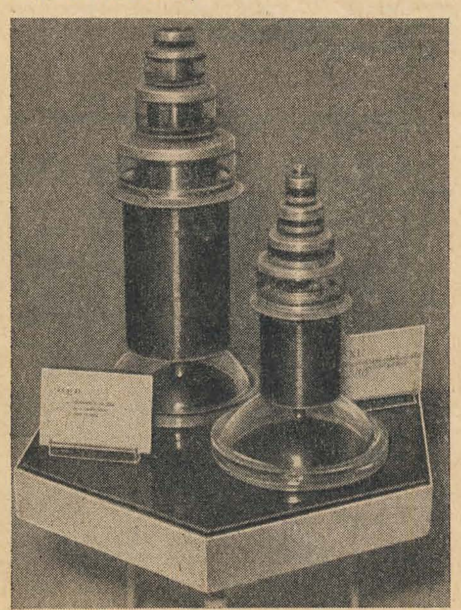


Bild 13: Superorthikon Typ 61 QM 40

Röhren, Halbleiter, Schwingquarze und andere Bauelemente

Das Angebot der Röhrenhersteller TESLA Roznov p. R. und TESLA Vrchlabi umfaßt ein umfangreiches Programm von Rundfunk-, Fernseh- und Spezialröhren. Die Produktion erstreckt sich von Miniaturbatterieröhren über Wechselstromröhren, Gleichrichter, Gasentladungsröhren, FS-Bildröhren, Kaltkatodenröhren verschiedener Bauart, Senderöhren und Zählrohre für Atomkernstrahlung bis zu Halbleiterdioden und Transistoren. Die ausgestellten Röhrentypen sind größtenteils bereits schon von früheren Ausstellungen her bekannt. Neu sind aber zum Beispiel die vollständige Reihe der Fernseh-Bildröhren mit der Diagonale von 36, 43 und 53 cm oder zwei Kaltkatodengleichrichterröhren für 1 kV/100 μA, bzw. 2 kV/4 mA. Es wurden außerdem noch die neuen Tacitron-Röhren Typ TC 80 und TC 500 vorgeführt. Das Tacitron ist ein Thyratron, bei welchem sich durch eine spezielle Konstruktion des Gitters die Möglichkeit ergibt, die brennende Entladung durch Zuführung eines negativen Potentials an das Steuergitter zu unterbrechen. Diese Eigenschaft ermöglicht in einigen Fällen eine Vereinfachung der Schaltung, weil es nicht nötig ist, nach Erlöschen den Anodenkreis zu unterbrechen oder die Anodenspannung zu vermindern. Ferner sah man Geiger-Müller-Zählrohre für Strahlungsmeßgeräte und weitere Spezialröhren.

Bild 14: Fernsehsenderöhren (links bis 110 MHz, rechts bis 220 MHz)



Die Übersicht über das Herstellungsprogramm wurde durch die Typenreihe der Ge-Dioden, der Ge-Flächengleichrichter für Ströme bis 50 A, der Flächentransistoren für Leistungen von 50 mW bis zu 3 W und durch eine umfangreiche Typenreihe von Thermistoren für verschiedene Temperaturbereiche ergänzt.

Vuek (Forschungsinstitut für Elektrokeramik) zeigte verschiedene Ausführungsformen der Quarzplatten, die als Schwingungserzeuger, Filter, Ultraschallgeneratoren und Druck- und Polarimeter-Kontrollquarze verwendet werden. Je nach Frequenzbereich und Genauigkeit werden die Quarzplatten in verschiedenen Gehäusen geliefert, d. h. im staubdichten Metall- oder Kunststoffgehäuse, im evakuierten Glaskolben mit Heptal-, Oktal- oder Novalsockel, eventuell mit Metallschutzkappe. Bei Schwingquarzen umfaßt der Frequenzbereich die Werte von 1 kHz bis 25 MHz, bei Ultraschallquarzen von 0,2 bis 10 MHz. Die Genauigkeit beträgt im Durchschnitt $\pm 1 \cdot 10^{-4}$, der Temperaturkoeffizient bewegt sich im Bereiche von $2 \cdots 20 \cdot 10^{-6}$. Zur Steuerung von Sekundärfrequenznormalen sind Quarzplatten in Spezialausführung vorgesehen, die im evakuierten Glaskolben untergebracht sind. Die Frequenz von 100 kHz wird in Serienresonanzschaltung mit einer Genauigkeit von -3 bis -8 Hz eingestellt, wobei die genaue Einstellung mittels eines Abgleichkondensators durchgeführt wird. Die Frequenzstabilität beträgt 10^{-7}, die Temperaturabhängigkeit der Frequenz im Bereiche von $+20$ bis $+60°$ C ist besser als $1 \cdot 10^{-6}$. Die Filterquarzeinheiten sind als Zwei- oder Vierpole ausgeführt, der Frequenzbereich umfaßt 12 bis 120 kHz.

Meßgeräte

Meßgeräte verschiedener Art haben einen großen Anteil an der Gesamtproduktion der CSR-Schwachstrom-Industrie. Das Programm erstreckt sich von einfachen Zeigerinstrumenten bis zu komplizierten Meßgeräten für die Impuls- und Fernsehtechnik. In letzter Zeit zählen dazu auch Meßgeräte für Kernstrahlung und Analog-Rechenmaschinen, das Programm wird fortlaufend erweitert. Wir sahen die umfangreiche Reihe der Labormeßgeräte der Betriebe TESLA Brno und TESLA Pardubice, ferner Spezialmeßgeräte der TESLA Strasnice, Meßgeräte für die Zentimeterwellen-Technik und manche andere. Erwähnenswert sind die Spezialmeßeinrichtungen für Fernsehsender TMZ 1 und MZ 3 für Rundfunksender. Zahlreiche Geräte wurden schon auf der II. Ausstellung in Brno im vorigen Jahre und auf der Leipziger Frühjahrsmesse dieses Jahres vorgeführt, so daß wir sie hier nicht erwähnen. Interessant ist z. B. die Einrichtung zur Messung der Richtcharakteristik einer Mikrowellen-Antenne, ferner das Tera-Ohmmeter BM 203 zur direkten Messung im Bereich von 10^{5} bis 10^{13} Ω, der Lautstärkemesser BM 292 zum Messen von Störgeräuschen im Bereich von $50 \cdots 10000$ Hz, das Frequenz-Normal BM 287 für 100 kHz mit einer Genauigkeit von $\pm 1 \cdot 10^{-6}$, der Tiefton-Generator von $1{,}5 \cdots 300$ Hz (Typ 12 XG 017) usw.

Die Firma Krizik zeigte einen Generator für außerordentlich niedrige Frequenzen (von 10^{-2} Hz ab), dessen Ausgangsspannung auf einem Spezialoszillograf sichtbar gemacht wird. Großes Interesse erweckte das kleine Tisch-Elektronenmikroskop[1] (elektromagnetisches Verfahren). Hervorzuheben ist die einfache und schnelle Bedienung, das große Auflösungsvermögen von ≈50 Angström, der umfangreiche Vergrößerungsbereich von mindestens 1000 bis max. 30000fach und der verhältnismäßig große Beobachtungsschirm von 60 × 60 mm. Nach Hochheben des Schirmes kann das in einer Kassette eingelegte Negativmaterial belichtet werden. Eine Kassette für Kinofilm ermöglicht die Aufnahme von 35 Bildern ohne Verminderung des Vakuums. Außerdem ist eine Plattenkassette vorhanden, die einen Vorrat von 2 × 4 Platten des Formates 50 × 50 mm enthält. Die richtige Belichtungszeit kann bei stärkeren Vergrößerungen mittels eines eingebauten Kompensations-Belichtungsmessers genau ermittelt werden. Das Mikroskop setzt sich aus folgenden Hauptteilen zusammen: Optisches System, Hochspannungsquelle mit

[1] Siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1957).

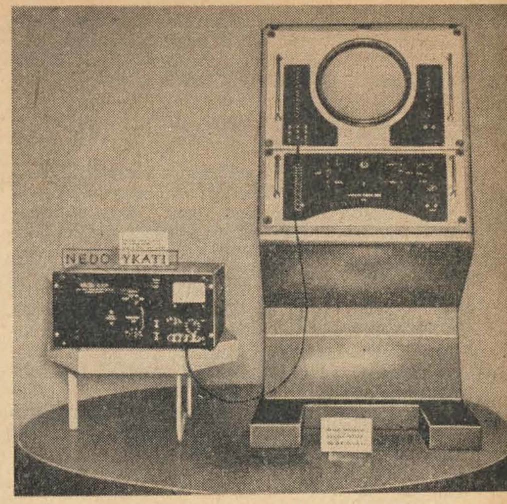


Bild 16: Generator langsamer Schwingungen (links) mit dem Oszillografen für langsam veränderliche Spannungen

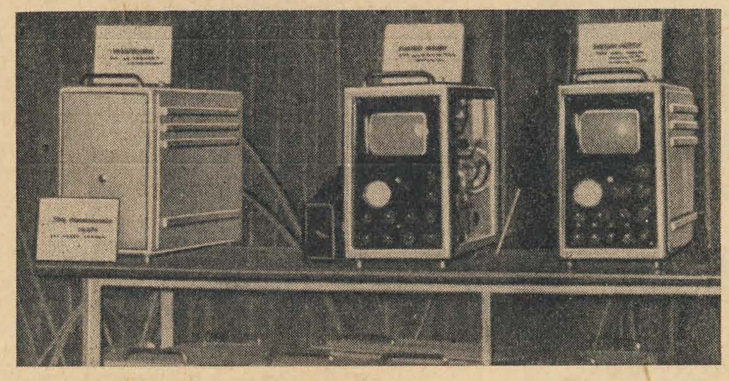
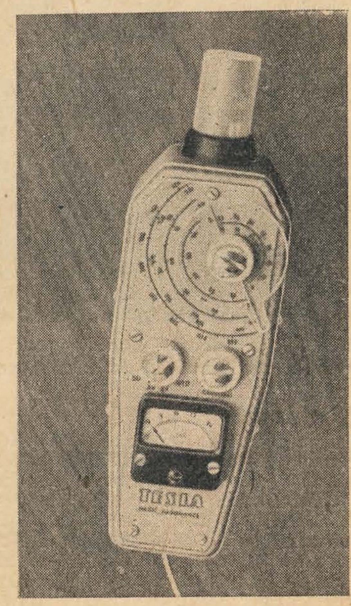


Bild 15: Geräte für die Fernsehtechnik: Generator des Monoskopsignals, Synchronisiergerät, Kontrollmonitor und Regiemonitor

Bild 17: Resonanzmesser bis 240 MHz (Entwicklungsmuster)



Hilfsstromkreisen, Objektivbatterie und Ölpumpe. Ein großer Vorteil besteht darin, daß beim Auswechseln der Präparate das Vakuum erhalten bleibt.
Vupef zeigte einige Meßgeräte für Atomkernstrahlung, die entweder tragbar oder netzgespeist für Laborzwecke benutzt werden. Erwähnenswert ist besonders ein kleiner und handlicher Taschenindikator für β- und γ-Strahlung, der einen Geiger-Müller-Zähler mit einer umschaltbaren Blende zur Abfilterung der β-Strahlung enthält. Dieses Gerät ist in erster Linie zum Nachweis der β- oder γ-Strahlung bestimmt und wird aus eingebauten Batterien gespeist. Die Zählrohr-Hochspannung wird mittels eines Zerhackers aus einer Monozelle gewonnen. Anzeigebereiche: 10, 50 und 500 mr/h; Genauigkeit der Anzeige $\pm 20\%$; Betriebsdauer mit einem Batteriesatz: 50 Stunden.

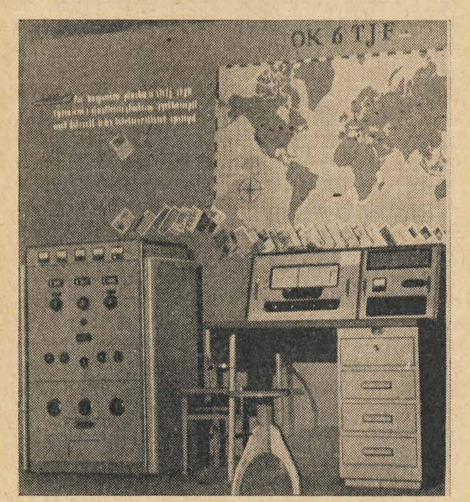
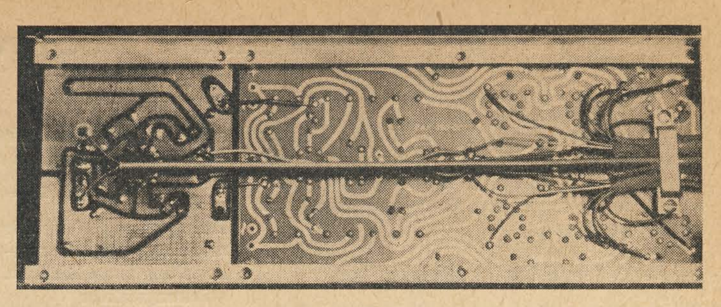


Bild 18: Sendestation OK 6 TJF

Ferner wurde ein tragbares batteriegespeistes Strahlungsmeßgerät vorgeführt, welches zur Messung niedriger Intensitäten der β- und γ-Strahlung bestimmt ist. Meßbereiche: 0,2 — 2 — 20 — 200 mr/h, umschaltbare Zeitkonstante: 5 — 15 — 25 Sekunden; Genauigkeit der Anzeige $\pm 15\%$. Das Gerät ist mit einem Niederspannungs-GM-Zähler STS 5 bestückt. Stromversorgung aus eingebauten Batterien $1 \times 1{,}5$ V, 1×90 V), die für eine Betriebsdauer von 50 Stunden ausreichen. Abmessungen $120 \times 125 \times 200$ mm, Gewicht etwa 3 kg.
Als netzgespeistes Gerät sei hier das Impulszählgerät Typ 403 erwähnt, welches drei Zähldekaden mit Glimmlampenanzeige, ein elektromechanisches Zählwerk mit Stoppuhr und eine elektronisch stabilisierte Hochspannungsquelle mit grob und fein regelbarer Spannung von 0 bis 2000 V enthält. Netz: 110 ··· 220 V, ≈ 80 W. Auflösungsvermögen der Zähldekaden: 40 μs, des mechanischen Zählwerkes: ≈ 12 ms. Die erste Zähldekade kann durch eine ähnliche mit dem besseren Auflösungsvermögen von ≈ 7 μs ersetzt werden. Die Eingangsempfindlichkeit ist stufenweise wählbar im Bereich 0,3 — 1 — 3 — 10 und 30 V, die Schwellspannung des eingebauten Diskriminators ist kontinuierlich


Bild 20: Gedruckte Schaltung des NF-Leistungsverstärkers Supraphon VZ 2

regelbar im Verhältnis 1 : 30. Zählkapazität der Dekaden 10^3 Imp., Abmessungen: $490 \times 230 \times 340$ mm.
Das Impulsdichtemeßgerät ist als Labormeßplatz für die Kernstrahlung vorgesehen. Es besteht aus dem eigentlichen Impulsdichtemeßgerät, einer elektronisch stabilisierten Hochspannungsquelle und einem Meßkopf mit GM-Zährohr. Die Daten: 8 Bereiche von $10^2 \cdots 10^6$ Imp./Min.; Empfindlichkeit am Eingang 2 V, am Meßkopf 0,2 V; Meßgenauigkeit 2%; Integrationszeit in fünf Stufen wählbar. Netz: 120 ··· 220 V, 130 W. Zu diesem Gerät kann ein Tintenschreiber Metra Typ DRgF/DRgT mit Vollausschlag bei 2 mA angeschlossen werden. Die Hochspannung ist zwischen 300 und 1800 V regelbar, die max. Stromentnahme beträgt 3 mA, Stabilität: $\pm 0{,}5\%$ bei $\pm 10\%$ Netzspannungsschwankung. Netz: 120 ··· 220 V, ≈ 60 W.
Das Szintillationsgerät für medizinische Zwecke hat folgende Hauptteile: Meßkopf mit Bleiabschirmung, stabilisiertes Hochspannungsgerät, Impulsverstärker, Fotovervielfacher FEU 19 und Szintillator [entweder Einkristall NaJ(Tl), oder plastischer Szintillator]. Die Betriebsspannung des Fotovervielfachers ist einstellbar zwischen 1050 und 1400 V, die Steilheit 2 ··· 7%/100 V. Zur Auswertung wird ein Impulszählgerät angeschlossen.
Zur Auswertung der α-, β- und γ-Strahlen dient ein Meßkopf mit austauschbarem Szintillator. Hilfsgeräte: Hochspannungsgerät, linearer Impulsverstärker und Impulszählgerät. Technische Daten: α-Strahlung: Szintillator ZnS(Ag), Arbeitsspannung 800 ··· 1300 V, Plateaulänge 150 ··· 300 V, Steilheit 1%/200 V, Nullimpulse 0,13 ··· 0,20 Imp./Min./cm²; Wirkungsgrad etwa 80%. β-Strahlung: Szintillator aus Polystyren + p-Terphenyl, Wirkungsgrad $\approx 80\%$. γ-Strahlung: Szintillator NaJ(Tl) oder plastisch, Arbeitsspannung 1000 ··· 1300 V, Plateaulänge max. 200 V, Steilheit 2 ··· 8%/200 V, Nullimpulse $\approx 10^3$ Imp./Min.; Wirkungsgrad über 25%.
Außerdem wurden verschiedene Szintillatoren vorgeführt, wie Einkristalle NaJ(Tl) in Behältern mit Reflektoren, Abklingzeit etwa 10^{-7} s, max. Emission bei 4100 Angström; ferner flüssige Szintillatoren zum Nachweis der β-Strahlung, mit einer Abklingzeit von etwa 10^{-8} s und größter Emission im Bereich 3500 ··· 4300 Angström.

Kommerzielle Nachrichtentechnik

In diesem Teil der Ausstellung sahen wir die bekannten und bewährten Einrichtungen für die drahtlose und drahtgebundene Nachrichtentechnik. Aus der Vielzahl der ausgestellten Einrichtungen erwähnen wir hier die Fernseh-Sendeanlage Tesla TV 06/FM 06 mit einem Bildsender, einem Tonsender, einem Bedienungstisch und einer Antennenanlage oder der Richtfunkeinrichtung DT 11 für Fernseh-Weitverbindungen, ferner zwei verschiedene Ausführungen der Dispatcherzentrale mit zwei bzw. vier Tonbandgeräten und vielen Hilfseinrichtungen, verschiedene Flugnavigationsgeräte sowie Sende-Empfangsanlagen. Großes Interesse erweckten auch die industrielle Fernsehanlage, die bekannte Anlage ZVP 2 für Telefon- und Telegrafieempfang auf den Frequenzen 3 ... 24 MHz (Diversity-Empfänger), die fahrbare Sendeanlage Fremos II für Frequenzen im Bereich 30 bis 40 MHz, ferner einige kommerzielle Empfänger (Typen 3 P 2 und K 13 A), die Tasteinheit 3 K 5 zum Anschluß verschiedener Schreibgeräte an alle kommerziellen Empfänger, ein automatischer Umschalter für zwei Antennen und nicht zuletzt die inzwischen allgemein bekannt gewordene Fernschreibanlage Dalibor, die seit der letzten Ausstellung durch einige neue Hilfseinrichtungen ergänzt wurde. Großes Aufsehen erregte bei den Besuchern die Fernseh-Sendeanlage mit Studio, welche während der Ausstellung und auch abends verschiedene Sendungen übertrug.

Gedruckte Schaltungen

Absichtlich wird die Technik gedruckter Schaltungen zum Schluß dieses Berichtes erwähnt, weil diese neue Technik in der CSR noch nicht in weitem Umfange eingeführt ist und erst im letzten Jahre das Interesse der Gerätehersteller auf sich lenkte. Zur Zeit befindet sich die Verwendung der gedruckten Schaltung für das verbesserte Modell des tragbaren Transistorrundfunkempfängers in Vorbereitung. Außerdem verwendet man gedruckte Schaltungen in kleinerem Umfange auch für elektronische Rechenmaschinen und ähnliche Geräte.
Die Gramofonove Zavody, deren Erzeugnisse unter dem Namen Supraphon bekannt sind, verwenden in letzter Zeit gedruckte Schaltungen in einigen elektroakustischen Geräten, die jedoch vorläufig nur in begrenzten Serien hergestellt werden. Es handelt sich um eine Typenreihe der Leistungsverstärker Supraphon VZ 1, VZ 1 H, VZ 2 und VZ 2 H mit eisenloser Endstufe.
Auch im neuen Tonbandgerät Supraphon werden teilweise gedruckte Schaltungen verwendet. Zum Schluß dieses Berichtes sei noch darauf hingewiesen, daß im Jahre 1958 und auch in den folgenden Jahren die Maschinenbauausstellung in Brno nicht wie bisher in Form einer Ausstellung, sondern als Messe veranstaltet wird.

Bild 19: Typenreihe der NF-Leistungsverstärker Supraphon VZ 1, VZ 1 H, VZ 2, VZ 2 H mit gedruckter Schaltung (eisenlose Endstufen)

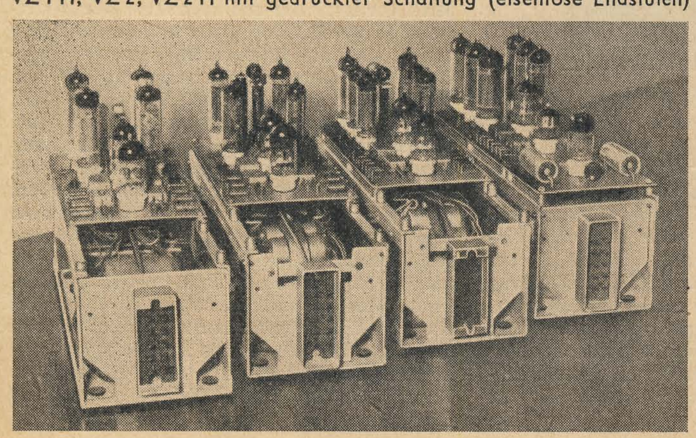
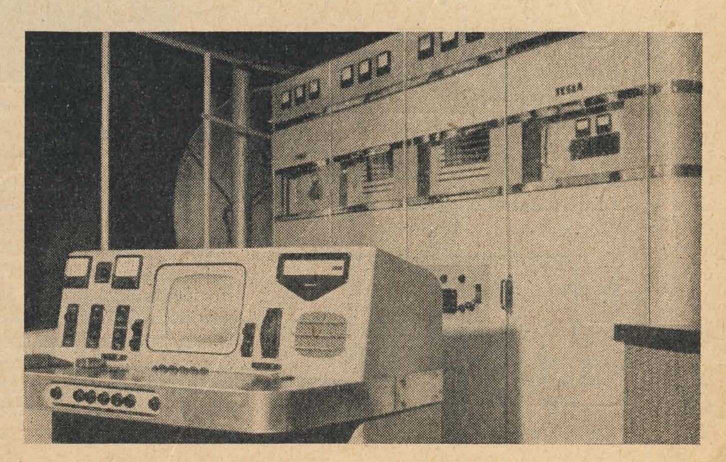


Bild 21: Fernsehsender TV 0,6/FM 0,6 (Tesla)



Dipl.-Ing. W. BRUSKE

Störwellen in Hochfrequenzsendern und ihre Beseitigung

In gedrängter Form sollen in diesem Beitrag einmal die Probleme aufgezeigt werden, die mit der Entstehung und dem Beseitigen von Störwellen in mehrstufigen Hochfrequenzsendern zusammenhängen.

Störwellen und ihre Auswirkungen

Bei der Entwicklung von mehrstufigen Hochfrequenzgeneratoren kann es vorkommen, daß nicht nur die gewünschten Frequenzen erzeugt werden, sondern in der Mehrzahl der Fälle wilde Schwingungen auftreten, welche das Entstehen der gewünschten Schwingungen stören und daher auch die Bezeichnung Störwellen erhalten haben. Diese Störwellen entziehen den gewünschten Wellen nicht nur Energie, sondern können bei dem Wesen ihrer Entstehung und der Heftigkeit ihres Auftretens zur Zerstörung von Bauelementen führen, was wiederum die ordnungsgemäße Schwingungserzeugung der Betriebswellen verhindern kann. Aus diesen Gründen, und weil das Gesetz sowohl bei Nachrichtensendern als auch bei Industriegeneratoren nur ganz bestimmte Frequenzbänder zuläßt, müssen die Störwellen restlos beseitigt werden, ehe ein Hochfrequenzerzeuger das Prüffeld verläßt.
Schon das Auftreten der Störwellen unterscheidet diese grundlegend von den normalen Betriebswellen. Sie können beim Tasten oder in den Tastpausen entstehen, sie erscheinen bei kleinen Modulationsgraden oder erst bei höheren, ihre Frequenzen können vom akustischen Bereich bis zur Ultrakurzwelle reichen. Entsprechend sind auch ihre Energien die einige Watt bis zur vollen Senderleistung betragen können und dementsprechend auch ihre Auswirkungen, welche harmlos und unauffällig bis zu starken Modulationsverzerrungen und Zerstörungen von stabilen Bauelementen sein können Bei Industriegeneratoren, welche nicht durch die Anodenspannung aufgetastet werden, sondern bei denen nur das Steuergitter in den Arbeitspausen gesperrt wird, können durch plötzliches Anschwingen der Störwellen Arbeitsstücke verdorben oder in ernsteren Fällen Menschenleben gefährdet werden.

Entstehung der Störwellen

Um das Entstehen der Störwellen zu ergründen, soll kurz auf die Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen eingegangen werden, wobei die Aufzählung keinerlei Anspruch auf Vollständigkeit erhebt. Es soll dies nur eine kurze Wiederholung bereits bekannter Vorgänge sein, über die in der einschlägigen Literatur nähere Einzelheiten nachgelesen werden können. Selbsterregung tritt ein, wenn ein nach Größe und Phasenlage geeignet dimensionierter Anteil der Anodenschwingspannung wieder auf die Gitterseite zurückgeführt wird. Dies ist bekanntlich nach Barkhausen dann der Fall, wenn

$$\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{V} = 1 \quad \text{ist.} \tag{1}$$

Dabei ist es gleichgültig, ob die Rückkopplung als Strom-, Spannungs- oder gemischte Rückkopplung ausgeführt ist. Setzt man für den Verstärkungsfaktor

$$\mathfrak{V} = \frac{\mathfrak{R}_a}{D(R_i + \mathfrak{R}_a)} \quad \text{ein,} \tag{2}$$

dann muß

$$\mathfrak{K} = D\frac{R_i + \mathfrak{R}_a}{\mathfrak{R}_a} = D + \frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a} \tag{3}$$

sein, um die Bedingung nach Gleichung (1) zu erfüllen. Die bekannten Schwingschaltungen sollen hier noch einmal kurz angedeutet werden.

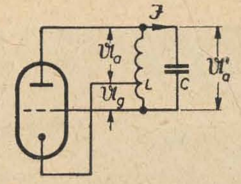


Bild 1: Dreipunktschaltung, induktiv

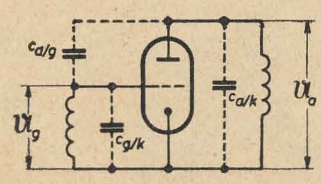
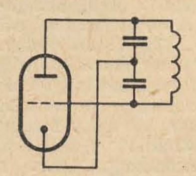
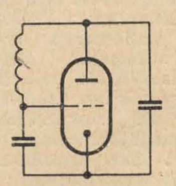


Bild 2: Huth-Kühn-Schaltung


Bild 3: Dreipunktschaltung, kapazitiv


Bild 4: Ultra-Schaltung

Es sind dies die Dreipunktschaltung in induktiver (Bilder 1 und 2) und in kapazitiver Ausführung (Bilder 3 und 4), von denen Bild 2 die Huth-Kühn-Schaltung darstellt. Den Schaltungen ist gemeinsam, daß die Gitterspannung gegenüber der Anodenspannung um 180° phasenverschoben ist und daß dann Schwingungen entstehen, wenn der Rückkopplungsfaktor

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} \tag{4}$$

der Bedingung der Gleichung (1) genügt. Da die Art des Einsetzens der Schwingungen bei Störwellen eine ausschlaggebende Rolle spielt, soll auch hierüber noch etwas gesagt werden. E. Reiss gibt in seinem nach ihm benannten Diagramm im Ia-Ug-Kennlinienfeld die Flächen an, in

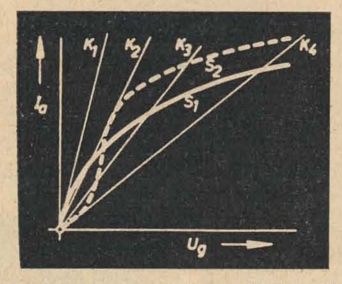


Bild 5: Schwing- und Koppellinien für eine Schaltung

denen leicht Schwingungen entstehen können, sich halten und in denen keine Schwingungen möglich sind. Im Bild 5 sind zwei Schwingkennlinien (S_1 und S_2) gezeichnet. S_1 zeigt einen einseitig gekrümmten Verlauf, während S_2 der Form des Buchstabens S ähnelt. Die Ausbildung der Form hängt von der gewählten Gittervorspannung, vom Arbeitspunkt, von der Größe der Ansteuerung, kurz von der dynamischen Arbeitskennlinie ab. Gleichzeitig sind die Rückkopplungslinien eingezeichnet, wobei K_1 der schwächsten Kopplung entspricht, K_4 der stärksten. Es wird sich also auf der Schwingkennlinie S_1 bei der Kopplung K_1 eine ganz schwache Schwingung erregen. Bei K_2 bis K_4 wird sich die Schwingung aufschaukeln, bis ein Gleichgewichtszustand erreicht ist, und die Amplitude der Schwingung wird dann konstant bleiben. Bei der Schwingkennlinie S_2 sind die Verhältnisse anders. Bei K_1 kann sich überhaupt keine Schwingung erregen, und einmal angestoßene Schwingungen werden sehr schnell wieder abklingen. Bei K_3 gibt es zwei Möglichkeiten, da K_3 die Schwinglinie S_2 an zwei Punkten schneidet. Es kann sich eine schwache Schwingung im unteren Schnittpunkt erregen, welche weich einsetzt, sie kann aber auch ruckartig ihre Amplitude ändern und auf den oberen Schnittpunkt springen. K_2 stellt einen Grenzfall dar. Eine einmal eingeleitete Schwingung wird bestehen bleiben, wenn keine äußeren Einflüsse sich ändern. Tritt dagegen eine solche nach kleineren Werten von K ein, dann wird die Schwingung schlagartig abreißen, genauso wie sie schlagartig wieder einsetzen kann, wenn durch den Arbeitszustand der Stufe eine Bedingung eintritt, welche der Rückkopplungslinie K_2 entspricht. Es ist jedoch bei K_2 immer ein Anstoß von außen notwendig, um eine Schwingung einzuleiten. Diese Art des Schwingeinsatzes wird als harter Einsatz bezeichnet. Er ist deswegen so unangenehm, weil eigentlich keine Schwingungen zu erwarten sind. Trotzdem kann durch eine unglückliche Verkettung von Umständen dieser harte Einsatz der Schwingungen erfolgen. Bei dieser Gelegenheit soll auch etwas über die Frequenz der Schwingung gesagt werden, da ihre Kenntnis es gestattet, Rückschlüsse auf die an der Schwingungserzeugung beteiligten Schwingkreiselemente zu ziehen. Nach Gleichung (4) war der Rückkopplungsfaktor $\mathfrak{K} = \mathfrak{U}_g/\mathfrak{U}_a$. Nimmt man Bild 1 als Grundlage, dann ergibt sich folgendes: Die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ ist der zwischen Gitter und Katode vorhandene Anteil an der Gesamtschwingspannung $\mathfrak{U}'_a$, die am Kreis L und C wirksam wird. $\mathfrak{U}_a$ ist der entsprechende Anteil zwischen Anode und Katode. Der Schwingkreisstrom $\mathfrak{J}$ ergibt sowohl an der Induktivität L als auch an der Kapazität C die Gesamtspannung $\mathfrak{U}_a'$. (Es handelt sich wohlgemerkt immer um Wechselspannungen; die Gleichstromanteile interessieren in diesem Falle nicht.) Die Frequenz des Kreises ist durch L und C sowie durch die Verlustwiderstände bestimmt. Damit ergibt sich unter Berücksichtigung der Verluste im Schwingkreis und unter Weglassung der Rückwirkung eines etwa fließenden Gitterstromes die Resonanzfrequenz aus der Thomsonschen Gleichung:

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}}. \tag{5}$$

Ist z. B. die Kapazität C einschließlich der Schaltkapazität usw. 500 pF und die Schwingkreisinduktivität $L = 20\,\mu H$, wird $f = 1{,}59$ MHz, der induktive und kapazitive Blindwiderstand je 200 Ω. Eine überschlägige Rechnung ergibt, daß die Resonanzfrequenz des ungedämpften Kreises selbst dann nur um 12% von der Frequenz des gedämpften Kreises abweicht, wenn der Dämpfungswiderstand 50% des einen Blindwiderstandes betragen sollte. Man kann daher immer aus den Frequenzen der Störwellen auf die Schwingkreise zurückschließen, die an der Schwingkreiserzeugung beteiligt sind, eine Tatsache, welche das Auffinden und Unschädlichmachen der Störwellen überhaupt erst ermöglicht. Dabei sind Schalt- und Elektrodenkapazitäten zu berücksichtigen, so daß selbst ein Huth-Kühn-Sender nur mit Spulen schwingen kann, weil die notwendigen Schwingkreiskapazitäten in diesem Fall aus den verteilten Kapazitäten der Spulen, Schaltelemente und Elektroden der Röhre gebildet werden.

Es gibt nun Schaltungen, bei denen ein negativer Widerstand auftreten kann, dargestellt durch eine fallende Strom-Spannungskennlinie, wo also einem Steigen der Spannung ein Fallen des Stromes entspricht. Dies tritt z. B. bei Gitterstrom bei steigender positiver Gitterspannung ein, wenn die Anodenspannung sehr hohe Werte erreicht. Es ist selbstverständlich, daß dann eine Schwingung auftreten kann, wenn der Belastungswiderstand, der in Serie mit dem negativen Widerstand liegt, kleiner wird als der negative Widerstand. Hohe Anodenspannungen bei positiven Gitterspannungen treten z. B. bei Modulationsspitzen in der Anodenspannungsmodulation auf. Eine andere Möglichkeit des Auftretens von negativen Widerständen ist bei Tetroden gegeben, sobald die Schirmgitterspannung gleich oder größer als die momentan wirksame Anodenspannung wird. Auch dieser Zustand kommt bei Hochfrequenzverstärkern häufig vor. Von diesen „Dynatron-" oder „Transitron"-Schaltungen wird in bestimmten Fällen bewußt Gebrauch gemacht. Die bisher beschriebenen Schwingmöglichkeiten treten auch bei Anordnungen mit mehreren Röhren auf (Bild 6: induktive Gegentaktschaltung). Die bisherigen Schaltungen zeigen die hauptsächlichsten Möglichkeiten eines Entstehens von Störwellen mit Schwingkreiselementen. Außerdem können Störwellen durch Wackelkontakte, schlechte Übergänge an Drosseln oder Erdungsklemmen usw. auftreten. Wenn Vor- und Endstufen aus einer gemeinsamen Stromquelle gespeist werden, kann mit einer Erhöhung des inneren Widerstandes der Stromquelle leicht eine Rückwirkung der einen Stufe auf die andere im Sinne einer Rückkopplung eintreten. Schließlich können auch die Röhren selbst die Ursache zu Störungen sein, speziell Röhren mit langer innerer Gitterzuleitung und langen Anodentöpfen, die wie Lecherleitungen zu UKW-Schwingungen Veranlassung geben können.

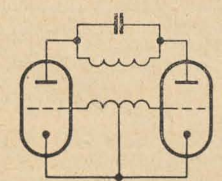


Bild 6: Induktive Gegentaktschaltung

Erkennen der Entstehungsursachen

Nachdem festgestellt wurde, welche Möglichkeiten zur Entstehung von Störschwingungen grundsätzlich gegeben sind, soll auf die Untersuchungen eingegangen werden, die man anstellen muß, um das Vorhandensein und die speziellen Ursachen von Störwellen zu erkennen.

Nach einer genauen mechanischen Prüfung der Schaltung, und nachdem man sich überzeugt hat, daß die Werte der Spulen, Kondensatoren und Widerstände stimmen, schaltet man die Instrumente ein, um ihre Polarität zu kontrollieren. Dann wird, nachdem man sich bei wassergekühlten Röhren davon überzeugt hat, daß die Sicherheitsmaßnahmen gegen Ausbleiben des Kühlwassers einwandfrei ansprechen, die Heizung der Stufe eingeregelt. Man wird die Blockschleifen für die Blockierung der Stufen bei Großsendern kontrollieren, die Gittervorspannung an die Röhren legen und diese das erste Mal ansteuern. Zeigt sich bis dahin nichts Wesentliches, so wird man feststellen, daß sich der Gitterkreis auf die gewünschte Frequenz abstimmen läßt. Nun kann man die Stufe neutralisieren, das heißt Gitter- und Anodenkreis in je eine Diagonale einer Brückenschaltung legen, um diese damit voneinander zu entkoppeln. Durch diese Kopplung über einen sog. Neutrokondensator wird sichergestellt, daß auf der Betriebsfrequenz keine Rückwirkung des Anodenkreises auf dem Gitterkreis mehr stattfindet.

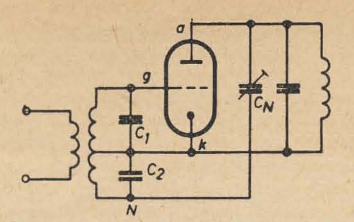


Bild 7: HF-Stufe mit Gitterneutralisation

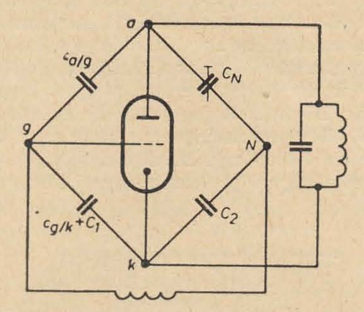


Bild 8: Brückenschaltung zu Bild 7

An Hand von Bild 7 soll die Gitterneutralisation und an Hand von Bild 9 die Anodenneutralisation einer Eintaktstufe kurz erläutert werden. Bild 8 zeigt die Schaltung von Bild 7 als Brücke umgezeichnet. Daraus ergeben sich sofort die Gleichgewichtsbedingungen der Brücke, d. h. die Größe des Neutrokondensators C_N, die notwendig ist, um den Gitterkreis, welcher zwischen g und N liegt, gegenüber dem Anodenkreis zwischen a und k zu entkoppeln. Diese Bedingung lautet:

$$c_{a/g} : C_N = (c_{g/k} + C_1) : C_2. \qquad (6)$$

Wie aus der Schaltung gleichfalls zu ersehen ist, spielt die Röhrenkapazität zwischen Anode und Katode keine Rolle, da sie parallel zu der Anodenschwingkreiskapazität liegt, welche meist wesentlich größer ist als $c_{a/k}$. Man kann also das Verhältnis der Kondensatoren C_1 und C_2 beliebig wählen, C_N muß aber immer der obigen Gleichung entsprechend dimensioniert werden. Bei der Anodenneutralisation nach den Bildern 9 und 10 liegen die Verhältnisse entsprechend, es gilt die Gleichung:

$$c_{a/g} : C_N = (c_{a/k} + C_1) : C_2. \qquad (7)$$

Hier spielt wiederum die Röhrenkapazität zwischen Gitter und Katode keine ausschlaggebende Rolle, da sie parallel zu der großen Gitterschwingkreiskapazität liegt. Die Neutralisation der Eintaktstufen bedingt einen Abgriff entweder an der Gitterspule oder an der Anodenkreisspule, und Abgriffe können immer zu Störungen Anlaß geben. Die Neutralisation wird bei Gegentaktstufen wesentlich einfacher, zumal diese in der Sendertechnik gern verwendet werden. Bild 11 zeigt eine Gegentaktschaltung, Bild 12 die dazu gehörige umgezeichnete Brückenschaltung, aus welcher wieder die Bedingungen für das Brückengleichgewicht leicht abgelesen werden können. Wieder liegen die Schwingkreise in den Diagonalen und die Brücke ist abgeglichen, wenn

$$c_{a/g1} : C_{N1} = C_{N2} : c_{a/g2} \qquad (8)$$

ist. Es gibt mehrere Möglichkeiten, um die Neutralisation durchzuführen. Zum ersten Einstellen der Neutrokapazität wird man jedoch die folgende Methode anwenden.

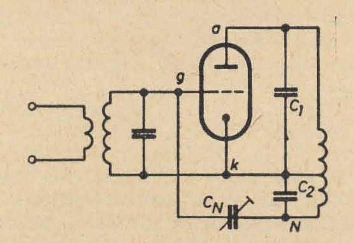


Bild 9: HF-Stufe mit Anodenneutralisation

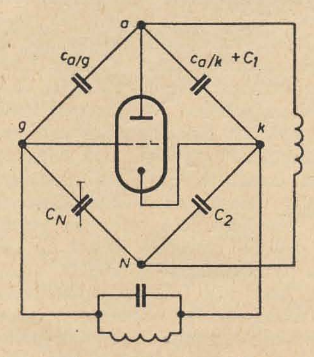


Bild 10: Brückenschaltung zu Bild 9

Man schaltet die Heizung der zu neutralisierenden Stufe ab, desgleichen die Belastung des Anodenkreises. Ein Indikator für Hochfrequenzwellen (Glimmlampe oder Röhrenvoltmeter) wird an die Anode angeschlossen und Steuerspannung auf den Gitterkreis gegeben. Nach Abstimmung des Gitterkreises und des Anodenkreises auf Resonanz ist der Neutrokondensator so lange zu verstellen, bis von der Gitterseite die geringste Spannung auf die Anodenseite übertragen wird, die Glimmlampe also kaum noch leuchtet bzw. das Röhrenvoltmeter den kleinsten Ausschlag anzeigt. Diese Arbeit erfordert viel Sorgfalt, um so mehr, wenn der Sender über einen großen Frequenzbereich neutralisiert werden soll. Daß dazu eventuell besondere Formen der Neutrokondensatoren notwendig sind, sei nur am Rande bemerkt. Tatsache ist jedoch, daß es selbst bei kurzen Wellen mit einer guten Ausführung der Neutrokondensatoren sowie einer einwandfreien Methode der Neutralisation möglich ist, eine rückwirkungsfreie Abstimmung über alle Kurzwellenbereiche zu erzielen, ohne daß bei jedem Bereichswechsel der Neutrokondensator nachgestellt zu werden braucht. Bei Gegentaktstufen, welche symmetrisch aufgebaut sind, müssen auch die Neutrokondensatoren gleich sein.

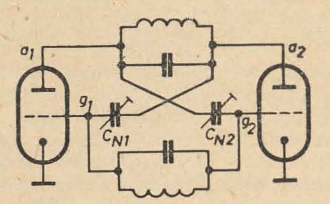


Bild 11: Neutralisation bei Gegentaktstufen

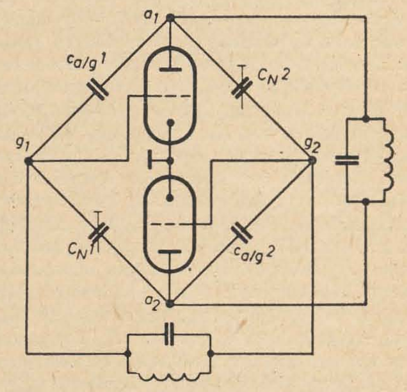


Bild 12: Brückenschaltung zu Bild 11

Hat man die Neutralisation nach Vorschrift ausgeführt, dann ist eine Selbsterregung der Stufe auf der Betriebsfrequenz nicht mehr möglich. Dagegen ist mit Sicherheit zu erwarten, daß beim Einschalten der normalen Spannungen die Röhre sich in einer Störwelle erregt, da die Neutralisation nicht für alle Wellen eine Rück-

wirkungsfreiheit des Anodenkreises auf den Gitterkreis gewährleistet. Es ist also notwendig, die sogenannte Störwellenprobe zu machen; das bedeutet, die Stufe in einen solchen Betriebszustand zu versetzen, daß sich leicht irgendwelche Wellen außerhalb der Betriebsfrequenz erregen können, für welche die Rückkoppelbedingungen günstig liegen. Das werden nicht immer Wellen sein, die in der Nähe der Betriebfrequenz liegen, sondern Wellen, an die man bei der Berechnung der Stufe in keiner Weise gedacht hat. Im Betriebszustand ist bekanntlich das Gitter stark negativ vorgespannt, um einen guten Wirkungsgrad der Stufe zu gewährleisten. Diese negative Gittervorspannung wirkt sich hindernd auf das Anschwingen einer Störwelle aus, wie aus dem für die betreffende Röhre geltenden Reiss-Diagramm zu ersehen ist. Zu diesem Zweck arbeitet man bei der Störwellenprobe mit der Gittervorspannung 0 V. Um jedoch Zerstörungen der Röhren durch Überlastung beim Anspringen einer Störwelle zu vermeiden, schaltet man in die Leitung, durch die der Gitterstrom zur Katode abfließt, einen Widerstand von einer solchen Größe, daß sich an ihm bei Eigenerregung durch den Gitterstrom eine große negative Gittervorspannung ausbildet, die mit Sicherheit ein Ansteigen des Anodenstromes über das zulässige Maß verhindert. Nachdem alle diese Vorkehrungen getroffen sind, schaltet man Heizung und Anodenspannung auf die Röhre, wobei die Anodenspannung die ersten Male nicht mit ihrem vollen Wert angelegt wird. Man steigert die Anodenspannung erst allmählich auf den Wert, daß die Grenze der Anodenverlustleistung erreicht wird.

Dreht man jetzt die Gitterkreisabstimmung und die Anodenkreisabstimmung durch (und zwar sollten zu jeder Gitterkreisabstimmung alle Abstimmöglichkeiten des Anodenkreises geprüft werden), dann darf sich auf keiner der Kombinationsmöglichkeiten eine Schwingung erregen.

Trotzdem kann jedoch bei Rundfunksendern im modulierten Zustand noch eine Störwelle auftreten. Man wendet daher noch eine härtere Probe bei anodenspannungsmodulierten Stufen an. Man fährt die Röhre, wie vorher beschrieben, bis zu der maximalen Anodenverlustleistung, welche laut Datenblatt zulässig ist und moduliert die Anode mit Niederfrequenz, ohne daß eine Hochfrequenzansteuerung vorgenommen wird. Die Tiefe der Modulation kann bis über 100% betragen. Es werden alle Tonfrequenzen durchgefahren, für welche die Stufe ausgelegt ist, und schließlich wird die Stufe noch mit Tonfrequenz getastet, eventuell mit unterschiedlichem Rhythmus. Erst wenn alle diese Messungen durchgeführt sind, und sich keine Störwelle erregt hat, kann mit Sicherheit angenommen werden, daß die Stufe wirklich störwellenfrei ist. Dann wird die normale Ansteuerung vorgenommen, normal moduliert und die Kurve der Hochfrequenz in einem Braunschen Rohr betrachtet. Zeigt sich keine Einsattelung oder Verzerrung der Sinuskurve, dann ist die Stufe hochfrequenzmäßig in Ordnung. Meist ereignen sich jedoch bei den vorgenannten Proben Zwischenfälle, die durch Anspringen einer Störwelle auf irgend einer Frequenz eingeleitet werden. Die Störwelle macht sich dadurch bemerkbar, daß beim Abstimmen ohne Ansteuerung plötzlich ein Gitterstrom auftritt. Meist ist damit auch eine Änderung des Anodenstromes verbunden, es muß jedoch nicht immer der Fall sein. Nun beginnt die Suche nach der Entstehungsursache der Störwelle. Mit einer Glimmlampe kann man feststellen, ob eine Hochfrequenzwelle vorhanden ist und mit einem Wellenmesser ihre Frequenz messen. Mitunter zeigt der Frequenzmesser ein ganzes Wellenspektrum an, von denen man sich die Grundwelle heraussuchen muß, da diese meist auch am stärksten ist. Es ist nämlich nicht immer so, daß die Störwelle eine schöne Sinusform besitzt, sondern sie kann von der Sinusform bis zum Sägezahn ausgebildet sein, d. h. Oberwellen enthalten. Hat man die Frequenz bestimmt, so beginnt die mühsame Untersuchung, woher diese Störwelle stammen könnte. In den vorhergehenden Zeilen wurde eingehend die Möglichkeit einer Schwingungserzeugung behandelt. Wenden wir diese Erkenntnisse auf die Entstehung der Störwelle sinngemäß an: An Hand von einigen markanten Beispielen soll erläutert werden, welche Möglichkeit die Störwelle hat, um trotz Neutralisation, mitunter sogar gerade wegen der Neutrokondensatoren, zu Störungen des normalen Betriebes Anlaß zu geben. Als Beispiel einer Störwelle bei einer Eintaktstufe sei Bild 13 herangezogen. Im Normalfall ist die Stufe für die Betriebsfrequenz neutralisiert, sie wird sich also bestimmt nicht in der Arbeitsfrequenz erregen. Dagegen ist die Möglichkeit gegeben, eine Schwingung nach Bild 2 anschwingen zu lassen, und zwar über die Gitter- und Anodendrosseln. Es wird dies eine langwellige Schwingung sein, für welche

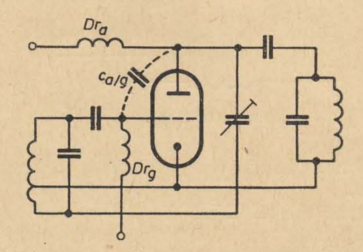


Bild 13: Störwellenkreise an Eintaktstufen

der Gitter- und der Anodenblockkondensator je einen großen Widerstand bilden, also alles, was dahinterliegt, nicht mehr frequenzbestimmend ist. Die Rückkopplung erfolgt über die Gitter-Anodenkapazität, und da die Drosseln nicht bedämpft sind, kann sich die langwellige Schwingung durchaus halten. Als Beispiel sei eine Stufe durchgerechnet, welche auf die Seenotwelle 600 m gleich 500 kHz abgestimmt sein möge. Die Stufe gebe 800 W ab, es fließe ein Anodenwechselstrom von 0,6 A. Die Blindleistung der Anodendrossel soll nicht mehr als 10% der Nutzleistung betragen, d. h. ihr Widerstand auf der Betriebswelle betrage 22 kΩ ≙ 7 mH. Nach der Thomsonschen Formel ergibt sich mit einer Kapazität zwischen Anode und Katode von 100 pF und ohne Berücksichtigung der Dämpfung eine Resonanzfrequenz von 190 kHz. Beträgt die Kapazität zwischen Gitter und Katode etwa 150 pF und ist durch einen Berechnungsfehler die Gitterdrossel auf 4,7 mH dimensioniert worden, dann kann, wenn die Rückkopplungsbedingung nach Gleichung (1) erfüllt ist, eine Eigenerregung auf der Welle 1580 m = 190 kHz erfolgen. Es ist übrigens meist so, daß sich bei Langwellensendern kurzwellige Störwellen erregen, während bei Kurzwellensendern entweder UKW-Schwingungen oder langwellige Schwingungen auftreten. Bei dem gleichen Beispiel soll auch auf die Möglichkeit einer UKW-Schwingung eingegangen werden. Zu diesem Zweck ist eine kleine Umzeichnung entsprechend Bild 14 notwendig. l_a stellt die Leitungsinduktivität der Anode bis zu dem Schwingkreis dar, während l_g die Leitungsinduktivität der Gitterzuleitung sein soll. Dann besteht die Möglichkeit, daß sie mit den Schalt- und Röhrenkapazitäten Schwingkreise ergeben, die aufeinander abgestimmt sind. In diesem Fall wird die Frequenz sehr hoch liegen, da die Induktivitäten und Kapazitäten sehr klein sind. Die eigentlichen Schwingkreise können dabei ebenso wie bei langwelligen Störwellen unwirksam sein, da sie für die Ultrakurzwellen praktisch reine Kurzschlüsse darstellen. Wieder betrage die Kapazität zwischen Anode und Katode 100 pF, zwischen Gitter und Katode 150 pF, die Leitungsinduktivität l_a Anode—Katode über den Schwingkreiskondensator 0,8 μH. Dann ist der Anodenschwingkreis auf 17,8 MHz abgestimmt. Liegt jetzt durch Zufall die Gitterleitungsinduktivität l_g bei etwa 0,53 μH, dann ist wiederum die Möglichkeit einer Störwelle gegeben, diesmal auf der kurzen Welle bei 17 m ≙ 17,8 MHz. Bei Tetroden besteht, wie bereits vorher erwähnt, auch noch die Möglichkeit, daß das Schirmgitter zu Störwellen Anlaß gibt. Bild 15 zeigt eine Kennlinienschar einer Tetrode. Man sieht, daß zwischen den Punkten a und b die I_a-U_a-Kennlinie negativ verläuft, d. h. daß mit größer werdender Anodenspannung sich ein fallender Anodenstrom ergibt, da in diesem Bereich ein steigender Teil des Emissionsstromes vom Schirmgitter abgefangen wird, bzw. Sekundärelektronen von der Anode zum Schirmgitter fließen. Das bedeutet aber einen negativen Widerstand für den Anodenschwingkreis, der also in seiner Eigenfrequenz schwingen kann. Da diese Frequenz etwas von der vom Steuergitter aufgezwungenen Frequenz abweicht, ergibt sich im Empfänger ein springender Niederfrequenzton bei hoher Aussteuerung der Schirmgitterröhre. Die Schaltungen mit Tetroden werden meist nicht neutralisiert, da durch das dazwischen geschaltete Schirmgitter, welches normalerweise hochfrequenzmäßig am Massepunkt liegt, die Gitter-Anodenkapazität sehr gering ist und damit Gitterkreis und Anodenkreis entkoppelt sind. Selbstverständlich können sich Tetroden auch in der normalen Art von Trioden erregen, wenn durch eine unglückliche Leitungsführung das Schirmgitter als Anode für eine bestimmte Frequenz auftritt. Dann wirkt die Schirmgitter-Steuergitterkapazität als rückwirkendes Glied und die Schirmgitterzuleitung als Schwingkreisinduktivität. Welche von diesen Schwingungen auftritt, darüber gibt die gemessene Frequenz der Störwelle Auskunft.

Wurden bisher Eintaktstufen auf Schwingneigung untersucht, so soll das gleiche mit Gegentaktstufen geschehen. Bild 16 stellt eine Gegentaktstufe mit Serienspeisung sowohl der Gitter- als auch der Anodenseite dar. Sind die Vorbedingungen günstig, kann sich eine lange Störwelle im Eintakt erregen; denn die Gitter-Anodenkapazität ist in diesem Fall noch um die Größe der beiden Neutrokondensatoren vermehrt, so daß die Wahrscheinlichkeit einer Eigenerregung größer als bei einer entsprechenden Eintaktstufe ist. Für die lange Störwelle

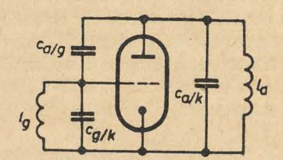


Bild 14: UKW-Störwellenkreis an Eintaktstufe

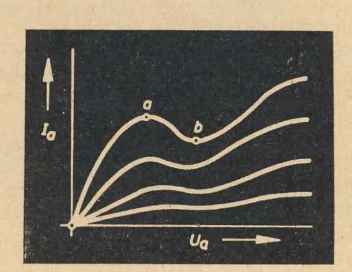


Bild 15: Kennlinienfeld einer Tetrode

sind die Induktivitäten L_g fast Kurzschlüsse, desgleichen die Induktivitäten L_a, während die Kondensatoren C_g und C_a sehr hohe Widerstände für die lange Störwelle bedeuten. Es ergibt sich somit eine sogenannte Eintaktschwingung, bei der die Gitter untereinander die gleichen Hochfrequenzpotentiale aufweisen, die Anoden ebenso. Das Entstehen einer Eintaktschwingung wird also durch die Neutrokondensatoren noch begünstigt. Auch für andere Störwellen stellen diese Kondensatoren keine Entkopplung dar, sondern fördern ihr Entstehen. Aus Bild 17 (Umzeichnung von Bild 16 für

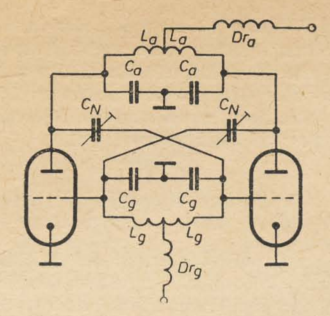


Bild 16: Störwellenkreise an Gegentaktstufen

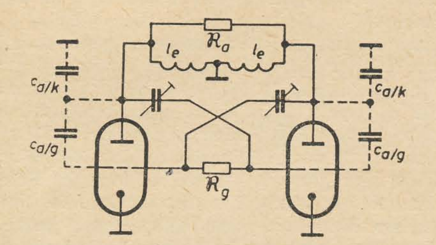


Bild 17: UKW-Störwellenkreis an Gegentaktstufe

UKW) erkennt man, daß sich in diesem Fall eine Frequenz erregen kann, für welche der Schwingkreis aus $2 \cdot l_e$ als Induktivität und $c_{a/g}$ mit einer Serienschaltung von $2 \cdot c_{a/k}$ als Kapazität besteht. Es ist nur ein $c_{a/g}$ einzusetzen, da C_N und $c_{a/g}$ in Serie und parallel geschaltet sind. Die dabei auftretende Frequenz kann z. B. bei zwei Röhren RS 566 mit einem $c_{a/g}$ von 30 pF, $c_{a/k}$ von 10 pF und einer Leitungslänge der Schwingkreiskondensatoren gegen Masse von 200 cm = 1,0 μH

$$f_{Stör} = \frac{159}{\sqrt{LC}} = 27 \text{ MHz}$$

betragen. Dabei sind die Längen der Verbindungsschienen der Neutrokondensatoren und die Gitterausführungen als Induktivitäten außer acht gelassen worden. In Wirklichkeit wird sich also eine etwas längere Welle erregen. Immerhin bedeuten diese Störfrequenzen eine Unmöglichkeit, mit dieser Stufe einwandfrei zu arbeiten. Mitunter kommt es vor, daß man gezwungen ist, zwei Röhren parallel zu schalten, weil keine Röhre geeigneter Leistung vorhanden ist. Dann kann der Fall eintreten, daß die Röhren erst einmal im Gleichtakt schwingen; hat man glücklich diese Neigung beseitigt, springt eine Störwelle auf Grund der Leitungsinduktivitäten an. Die Frequenz dieser Schwingung kommt dadurch zustande, daß die Leitungen keine quasistationären Kreise mehr darstellen, sondern sich wie Lecherleitungen abstimmen (Bild 18).

Beseitigung der Störwellen

Wenn man weiß, welche Teile maßgebend an der Schwingungserzeugung beteiligt sind, kann man von vornherein die Bauelemente so dimensionieren, daß das Anschwingen einer Störwelle bereits theoretisch kaum noch möglich ist. In der Praxis werden doch noch Störwellen auftreten. Diese können dann wie folgt beseitigt werden: Bild 19 zeigt eine neutralisierte Eintaktstufe, wie sie als Trenn- oder kleine Leistungsstufe viel verwendet wird. Eine lange Störwelle sowie Eigenerregung auf der Betriebsfrequenz sind nicht möglich, es kann also höchstens eine sehr kurze Störwelle mit den Gitter- und Anodenzuleitungen als Schwingkreisinduktivitäten auftreten. Die einfachste Methode, diese Schwingungen zu unterbinden, ist die Einschaltung eines Störwellengliedes X in ein Schwingkreisglied zur Bedämpfung. In unserem Beispiel ist das Glied X in die Gitterinduktivität eingeschaltet und belastet den Gitterkreis der Störwelle so, daß die Bedingung der Gleichung (1) nicht mehr erfüllt ist. Dieses Glied X besteht aus einem Silitwiderstand von 10 bis 100 Ω und einer darüber gewickelten Spule aus starkem Draht oder Kupferrohr (bei Kurzwellensendern versilbert), deren Selbstinduktivität so bemessen ist, daß ihr Blindwiderstand bei der Störwelle ein Mehrfaches des Silitwiderstandes beträgt, während er für die Betriebswelle klein gegenüber dem Silitwiderstand ist. Damit wird erreicht, daß für die Betriebsfrequenz der Strom über die Spule fließt, während die Störwelle über den Silitstab fließen muß und damit ihre Energie abgibt, so daß keine Aufschaukelung der Störwelle erfolgen kann. Schwieriger wird der Fall der Störwellenbeseitigung, wenn eine Erregung nicht nach Huth-Kühn erfolgt, sondern über die Leitungsinduktivität des Neutrokondensators und die Gitter-Anodenkapazität. Wie aus Bild 19 zu ersehen ist, muß eigentlich der Anschluß des Neutrokondensators direkt am Gitter erfolgen und darf nicht über das Störwellenglied geschehen, wenn eine Neutralisation über einen größeren Frequenzbereich gewährleistet sein soll (gestrichelt angedeutet). Man kann also in diesem Falle nur dafür Sorge tragen, daß der mechanische Aufbau besonders bei Kurzwellensendern so gedrängt wie möglich vorgenommen wird, um möglichst kurze Verbindungsleitungen zu bekommen. Dadurch wird die Störwelle gezwungen, sich auf einer sehr hohen Welle zu erregen, für welche die Arbeitsbedingungen ungünstig sind. So liegt z. B. bei einer Anodenkapazität von 60 pF einschließlich Schaltkapazität und einer Zuleitungsinduktivität von 0,2 μH entsprechend einer Leiterschleife von 40 cm Durchmesser die Schwingfrequenz bereits bei 46 MHz. Damit kommt man allmählich in das Gebiet der Frequenzen, wo bereits die Laufzeit in die Phasenbedingung der Rückkopplung eingeht. Besonders bei Kurzwellensendern ist eine nachträgliche Störwellenbeseitigung kostspielig, weil dies in der Mehrzahl der Fälle ohne größeren mechanischen Umbau nicht möglich ist. Es muß deshalb schon bei der Konstruktion darauf geachtet werden, daß bereits alle Faktoren, welche sich rechnerisch erfassen lassen, berücksichtigt werden, um eine Störwellenfreiheit zu erzielen. In dem beschriebenen Fall einer Störwelle über den Neutrokondensator ist eine Beseitigung auch nur dadurch möglich, daß die Neutroleitung verändert wird. Schließlich kann man noch, wenn genügend Ansteuerleistung vorhanden ist, die Gitter-Katodenkapazität zusätzlich durch einen Kondensator vergrößern und damit die Rückkoppelbedingungen für die Störwelle ungünstig gestalten. Der Rückkoppelfaktor $\mathfrak{R}$ ist auch gleich

$$\mathfrak{R} = c_{a/k} : c_{g/k}. \qquad (9)$$

Ist nun $c_{g/k}$ groß, so wird $\mathfrak{R}$ klein und die Bedingung nach Gleichung (1) eventuell nicht mehr erfüllt. Im Bild 20 ist eine Eintaktstufe mit Parallelschaltung der Stromquellen, Gitterneutralisation und kapazitiver Auskopplung der Hochfrequenzenergie gezeichnet. Bei schlechter Berechnung kann sich hier eine lange Störwelle über die Drosseln erregen. Können diese aus irgendwelchen Gründen nicht ausgewechselt werden, kann man sich so helfen, daß man die eine Drossel durch einen Parallelwiderstand bedämpft. Dieser Widerstand kann auf der Gitterseite gleich als Lastwiderstand für die vorhergehende Stufe ausgebildet werden, muß dann natürlich die entsprechende Leistung aufnehmen können. In der Schaltung nach Bild 20 können natürlich auch KW- und UKW-Schwingungen auftreten, die man mit den vorher beschriebenen Mitteln beseitigen kann. Die zu ergreifenden Maßnahmen hängen von der Ausführung der Stufe ab. Gerade die auch räumlich großen Leistungsstufen mit ihren langen Zuleitungen neigen zu Störwellen, deren Beseitigung schwierig und kostspielig ist.

Für Gegentaktstufen sei die Möglichkeit einer Störwellenbeseitigung an Hand von Bild 21 erläutert. Die Zeichnung stellt eine Gegentaktstufe mit induktiver An- und Auskoppelung dar. Bei Gegentaktstufen muß man feststellen, ob es sich bei den Störwellen um Eintakt- oder Gegentaktschwingungen handelt. Ist durch Verbinden der Äquipotentialpunkte (Anoden untereinander und Gitter ebenso) festgestellt, daß es sich um Eintaktschwingungen handelt (die Schwingungen bleiben dann trotz der Verbindung bestehen), dann sind folgende Möglichkeiten der Störwellenbeseitigung gegeben: Sind die Schwingungen langwelliger Natur, dann treten sie über die Gitter- oder Anodendrosseln auf, und ihre Beseitigung kann sich auf die Veränderung oder Bedämpfung der Drosseln beschränken. Schwieriger liegt der Fall bei Eintaktschwingungen, bei welchen der Schwingkreis aus der Zuleitungsinduktivität der Neutrokondensatoren und der Gitter gebildet wird. Da hilft meist nur ein rigoroser Umbau der Stufen, welcher streng symmetrisch und mit kürzester Leitungsführung der Neutrokondensatoren ausgeführt werden muß. In ganz hartnäckigen Fällen, in denen auf keine andere Weise eine Beseitigung der Störwelle zu

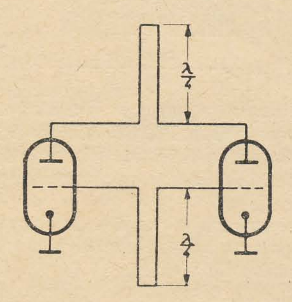


Bild 18: Lecherleitung an parallel geschalteten Röhren

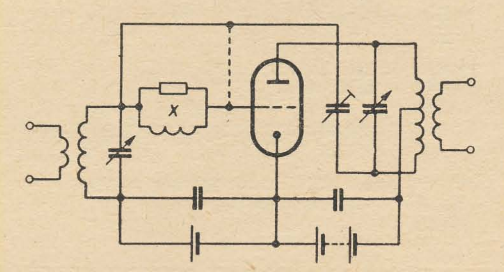


Bild 19: Störwellenglied

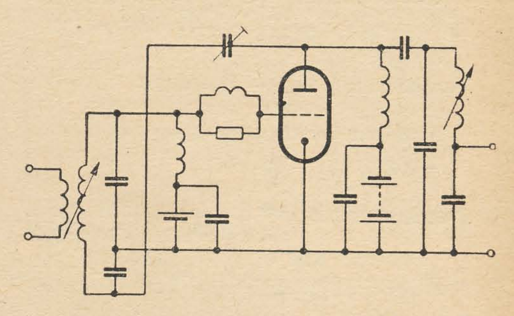


Bild 20: Vollständige Eintaktstufe

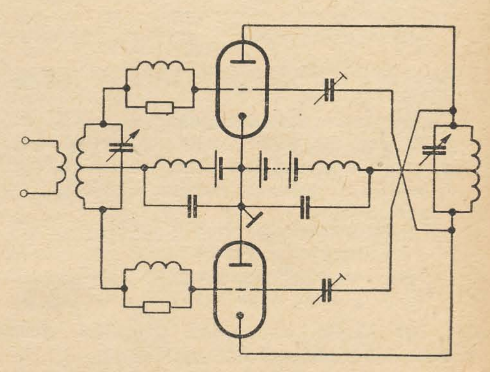


Bild 21: Vollständige Gegentaktstufe

erzielen ist, kann ein Saugkreis, bestehend aus einem Luftkondensator und ein paar Kupferwindungen, Abhilfe schaffen. Der Luftkondensator kann aus einer parallel geführten Leitung bestehen. Diese Maßnahme kann aber nur getroffen werden, wenn nur noch eine einzige UKW-Störwelle vorhanden ist. Dabei ist die Stelle, an der die Ankopplung erfolgen soll, sehr sorgfältig auszuwählen, um keine Störung der Betriebswelle zu veranlassen. Stets wird es besser sein, die Dämpfung der Störwelle dadurch zu erreichen, daß in ihren Schwingkreis ein Absorptionswiderstand eingefügt wird, der jedoch vom Betriebsstrom nach Möglichkeit nicht durchflossen werden soll. Bei einer Störwelle, welche nur auf einer bestimmten Frequenz auftritt, kann eventuell auch von der Katodenneutralisation für diese Störwelle Gebrauch gemacht werden, wobei in die Katoden- bzw. Heizleitungen Drosseln von der Größe einzubauen sind, daß ihr gesamter induktiver Widerstand

$$X_k = \frac{c_{a/k} \cdot c_{g/k}}{c_{a/g} + c_{a/k} + c_{g/k}} \qquad (10)$$

wird. Diese Formel resultiert aus der Überlegung, daß die Kopplung zwischen steuernder und gesteuerter Stufe dann verschwindet, wenn der kapazitive Sternwiderstand X_1 gleich dem induktiven Widerstand der Drosseln X_k gemacht wird (Bild 22).

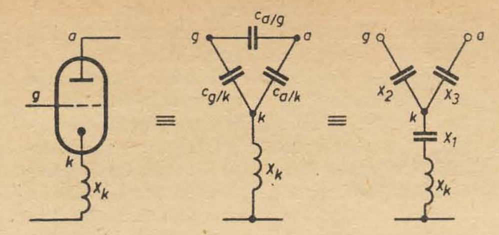


Bild 22: Katodenneutralisation

Verwendet man in den Stufen Mehrgitterröhren, dann muß man auch hier feststellen, welche Bauelemente an der Störwellenerzeugung beteiligt sind. Da diese Stufen meist nicht neutralisiert werden, können besonders UKW-Schwingungen auftreten, für welche die Schirmgitterzuleitungen mit ihrer Induktivität verantwortlich sind. Die Beseitigung dieser Schwingungen kann sich also darauf beschränken, das Schirmgitter über breite Bänder geringer Induktivität über den Schirmgitterblock an Masse zu legen. Das gleiche gilt für das Bremsgitter, wenn diesem z. B. bei Bremsgittermodulation eine eigene Spannung zugeführt wird. Bei Stufen geringer Leistung hilft auch eine Bedämpfung der Gitterleitung durch einen kleinen Widerstand ohne Spule, der dann allerdings etwas Leistung verbraucht. Schwingungen, welche durch fallende Kennlinien z. B. des Anoden- oder Gitterstromes auftreten können, sind zu beseitigen, wenn man den äquivalenten Schwingkreiswiderstand verringert.

$$R_a \text{ bzw. } R_g = \frac{L}{C \cdot r}. \qquad (11)$$

Das kann durch Verkleinern der Selbstinduktion der Spule L, durch Vergrößern des Kondensators C oder des Serienwiderstandes r geschehen. Selbstverständlich erreicht ein zu dem Schwingkreis parallel geschalteter Widerstand R das gleiche.

Zusammenfassend kann also gesagt werden, daß ein Teil der Störwellenneigung bereits bei der Dimensionierung der Stufen erfaßt werden kann. Ein anderer Teil ist durch gute konstruktive Durchbildung der Stufen zu beseitigen. Führt man alle Masseverbindungen auf dem kürzesten Wege zum Massepunkt, schließt man die Bauelemente ohne lange Umwege an, dann ist eine gewisse Sicherheit gegen Störwellen gegeben. Trotzdem bleibt der Initiative des Ingenieurs noch ein weites Betätigungsfeld, denn trotz aller aufgewandter Sorgfalt entstehen bei Neuentwicklungen immer wieder Störwellen in den Senderstufen.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 11:

Die Zahlenfaktoren in den angegebenen Formeln wurden der einfachen Rechnung halber dem „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik" von Meinke/Gundlach entnommen.

a) $$V_o \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{S}{2\pi B \cdot 2C} \cdot 2{,}46$$

$$= \frac{6 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A/V}}{6{,}28 \cdot 200 \cdot 10^3\ \mathrm{s^{-1}} \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{As/V}} = 58{,}7$$

b) $$\text{Bandbreite } B = \frac{f_o}{Q} \cdot 2{,}44, \text{ daraus } Q = \frac{f_o}{B} \cdot 2{,}44$$

$$= \frac{10{,}7 \cdot 10^6\ \mathrm{s^{-1}}}{200 \cdot 10^3\ \mathrm{s^{-1}}} \cdot 2{,}44 = 131$$

$$\text{Verstimmung } y = \frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} = 0{,}176$$

$$\text{Normierte Verstimmung } \Omega = y \cdot Q$$

$$= 0{,}176 \cdot 131 = 23$$

$$\text{Trennschärfe } \sigma = \frac{V_{min}}{V_{max}} = \frac{3{,}96}{[(4{,}96 - \Omega^2)^2 + 4\Omega^2]^{1/2}}$$

$$= \frac{3{,}96}{\sqrt{(4{,}96 - 23^2)^2 + 4 \cdot 23^2}} = \frac{3{,}96}{526} \approx \frac{1}{133}$$

c) $$\text{Kopplung } K_{12} = k_{12} \cdot Q = 1{,}99;$$

$$\text{Kopplungsfaktor } k_{12} = \frac{1{,}99}{Q} = \frac{1{,}99}{131} = 1{,}52\%.$$

Da $d = \frac{1}{Q} = \frac{1}{131} = 0{,}00765 = 0{,}765\%$, ist die angenommene Grunddämpfung $d_K = 1\%$ zu groß. Um das Filter realisieren zu können, müssen die Kreise auf eine Grunddämpfung $d_K = 0{,}765\%$ gebracht werden. Parallelwiderstände entfallen.

Die Induktivität jedes Kreises beträgt:

$$L = \frac{25400}{f_o^2\ \mathrm{MHz} \cdot C\ \mathrm{pF}} = \frac{254}{114{,}49} = 2{,}2\ \mu\mathrm{H}.$$

d) Der Verstärkungsgewinn gegenüber einer Stufe mit Einzelkreis ist

$$g = 2{,}46.$$

[Zahlenfaktor der zur Lösung a) verwendeten Formel]

e) Die Eingangsimpedanz des Filters ergibt sich zu

$$|Z_e|_{\Omega=0} = \frac{Q}{\omega_o C \cdot 4{,}96}$$

$$= \frac{131}{6{,}28 \cdot 10{,}7 \cdot 10^6\ \mathrm{s^{-1}} \cdot 100 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{s/\Omega} \cdot 4{,}96}$$

$$= \frac{1310}{6{,}28 \cdot 10{,}7 \cdot 4{,}96}\ \mathrm{k\Omega} = 3{,}96\ \mathrm{k\Omega}$$

$$U_1 = S \cdot U_{g1} \cdot |Z_e|_{\Omega=0}$$

$$= 6 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A/V} \cdot 0{,}1\ \mathrm{V} \cdot 3960\ \mathrm{V/A} \approx 2{,}4\ \mathrm{V}$$

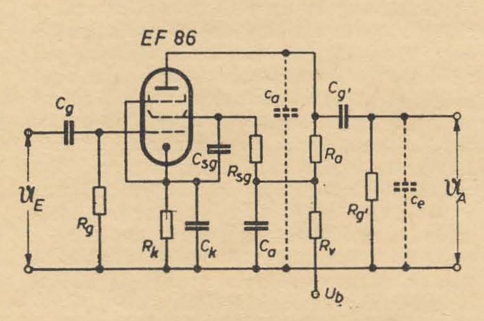
f) Bei $\frac{V_{max}}{V_{min}} = 1 : 0{,}8$ ist die Phasendifferenz

$$|\Delta\varphi| = \left|\arctan \infty - \arctan \frac{4{,}96 - \Omega^2}{2\Omega}\right|$$

$$= \left|\arctan \infty - \arctan \frac{4{,}96 - 23^2}{2 \cdot 23}\right| = 175^\circ$$

Aufgabe 12:

Die Röhre EF 86 soll in einer Verstärkerstufe mit RC-Kopplung zur folgenden Röhre in untenstehender Schaltung in einem Verstärker betrieben werden.



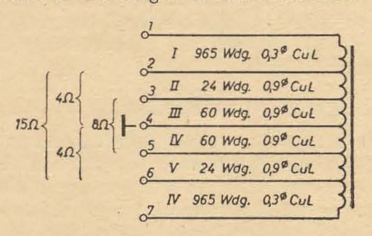
Die Widerstände und Kondensatoren besitzen folgende Werte:

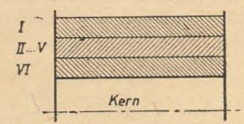
$R_g = R_g' = 1\ \mathrm{M\Omega}$, $R_k = 1{,}5\ \mathrm{k\Omega}$, $R_{sg} = 1\ \mathrm{M\Omega}$, $R_a = 200\ \mathrm{k\Omega}$, $R_v = 20\ \mathrm{k\Omega}$, $C_g = C_g' = 10\ \mathrm{nF}$, $C_k = 100\ \mu\mathrm{F}$, $C_{sg} = 1\ \mu\mathrm{F}$, $C_a = 4\ \mu\mathrm{F}$, $U_b = 250\ \mathrm{V}$, $R_l = 2{,}5\ \mathrm{M\Omega}$. Die Verstärkung der Stufe ist $v \approx 170$.

1. Es sind überschlägig zu berechnen (30% Spannungsabfall ist zugelassen)
   a) die untere Grenzfrequenz f_u,
   b) die obere Grenzfrequenz f_o.
2. Besitzt der Katodenüberbrückungskondensator C_k einen ausreichenden Kapazitätswert bzw. welcher Kapazitätswert würde bereits genügen?

Der Gegenparallel-Verstärker

In RADIO UND FERNSEHEN Nr. 17 (1957) brachten wir den Beitrag „Der Gegenparallel-Verstärker" von E. Herrmann und H. Sachs. Auf Grund der vielen Leseranfragen über die Dimensionierung des Ausgangsübertragers wandten wir uns an die Autoren und können nunmehr nähere Angaben veröffentlichen.





Für den Ausgangsübertrager Ü 1 wird ein Kern M 85, Dynamoblech IV, Blechstärke 0,35 mm, ohne Luftspalt, verwendet. Hierbei ist zu beachten, daß die Bleche wechselseitig gestopft werden.

Die Windungszahlen sowie die zugehörigen Drahtstärken und das Wickelschema zeigen die obenstehenden Skizzen.

Die Anschlüsse 1 und 7 entsprechen den Anschlüssen A und B im Bild 5. Die übrigen Anschlüsse sind aus den Skizzen zu entnehmen.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **WBN-Germaniumflächengleichrichter** Typen OY 100, 101, 102, 110 und 111 sind über die DHZ Elektro — Feinmechanik — Optik in Potsdam, Leipziger Straße 39, zu beziehen.

▼ **400 000 DM Jahresnutzen** bringen die im Laufe des Jahres eingereichten Verbesserungsvorschläge im VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg.

▼ **Eine internationale Arbeitstagung** „Festkörperphysik und Physik der Leuchtstoffe" veranstaltete die Physikalische Gesellschaft der DDR vom 21. bis 24. 10. d. J. in Erfurt. An der Tagung nahmen über 200 Wissenschaftler aus der DDR, der Bundesrepublik, der Sowjetunion, China, Polen, Ungarn, Bulgarien, der CSR und Frankreich teil. Zu den Ergebnissen der Physikertagung gehören eine Reihe wichtiger Erkenntnisse auf dem Gebiet der Festkörperphysik, z. B. über das Verhalten von Halbleitern und über Herstellungsmethoden von Einkristallen für die moderne Technik hochbedeutsamer Stoffe.

▼ **EYMA-Diplom.** Anläßlich der 800-Jahr-Feier der Stadt München schrieb der Ortsverband München des DARC das EYMA-Diplom für Verbindungen in der Zeit vom 1. 10. bis 31. 12. 57 aus.

▼ **Der millionste Fernsehteilnehmer** in der Bundesrepublik ist der Montageschlosser Franz Leekes aus Moers, der im Oktober d. J. sein Gerät anmeldete.

▼ **Die Fernseh-Richtfunkstrecke** Stockholm—Malmö mit acht Relaisstationen wurde Ende August provisorisch in Betrieb genommen.

▼ **Einen volltransistorisierten Fernseh-Bildmustergenerator** für die englische 405-Zeilen-Norm entwickelte die englische Firma Ferguson Radio Corp. Das Versuchsmuster ist mit fünf Platten mit gedruckten Schaltungen, die insgesamt 41 Transistoren — darunter zwei Sperrschicht-HF-Transistoren — und alle sonstigen Schaltelemente tragen, aufgebaut. Als Stromquelle dient eine 13,5-V-Batterie.

Sowjetunion startet „Sputnik Nr. 2"

Der zweite künstliche Erdsatellit ist am 3. November in der Sowjetunion gestartet worden. Er besteht aus der 508,3 kg schweren letzten Stufe der Trägerrakete, die maximale Entfernung seiner Bahn von der Erde liegt in 1700 km Höhe, 800 km über der des ersten Sputnik. — Um entsprechend dem Programm des IGJ u. a. mehrere wichtige medizinisch-biologische Fragen im Zusammenhang mit den Problemen interplanetarischer Flüge zu studieren, befindet sich in einer Klimakabine die Eskimohündin Laika als Versuchstier, deren wichtigste physiologische Funktionen ständig registriert und ausgesendet werden. Die Erdstationen registrieren ferner die Aufzeichnungen der Spezialgeräte für die Erforschung der kosmischen Strahlen und der Sonnenstrahlen im Kurzwellen-, UV- und Röntgengebiet des Spektrums. Die Sender des Sputnik Nr. 2 arbeiten wiederum auf den Frequenzen 20,005 MHz und 40,002 MHz.

UKW-Sender Leipzig auf 96,4 MHz

Seit dem 16. 10. d. J. ist der UKW-Sender Leipzig auf der neuen Frequenz 96,4 MHz zu empfangen. Diese Maßnahme war notwendig, da der Empfang des Fernsehsenders Karl-Marx-Stadt nach Umstellung auf die CCIR-Norm — Bild 196,25 MHz, Ton 201,75 MHz — durch die Oszillatoroberwelle nichtstörstrahlungssicherer älterer UKW-Empfänger bei Empfang des UKW-Senders Leipzig auf 88 MHz erheblich gestört worden war.

Statistik der Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand per 31. 9. 1957 nach Angaben des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen:

Bezirk	Hörrundfunkteilnehmer (in Tausend)
Rostock	217,7
Schwerin	168,1
Neubrandenburg	164,3
Potsdam	327,7
Frankfurt (Oder)	185,1
Cottbus	218,1
Magdeburg	393,3
Halle	579,5
Erfurt	340,2
Gera	219,2
Suhl	138,4
Dresden	609,4
Leipzig	496,6
Karl-Marx-Stadt	685,9
Berlin	414,6
	5 158,1 (— 8,4)

Bezirk	Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer
Rostock	3 200
Schwerin	1 873
Neubrandenburg	1 710
Potsdam	21 321
Frankfurt (Oder)	4 561
Cottbus	2 300
Magdeburg	11 200
Halle	9 300
Erfurt	12 900
Gera	2 500
Suhl	3 900
Dresden	13 000
Leipzig	9 323
Karl-Marx-Stadt	16 336
Berlin	16 582
	130 006 (+ 6 895)

Kommerzielle Scattering-Verbindung Sardinien - Menorca

Am 4. 9. 1957 ist die erste kommerzielle Scattering-Verbindung auf Dezimeterwellen mit fünf Sprach- und drei Telegrafiekanälen in Betrieb genommen worden. Sie verbindet unter Ausnutzung des Effektes der troposphärischen Streustrahlung[1]) über eine Strecke von 430 km Sardinien mit der Baleareninsel Menorca (Spanien). Mit den eingesetzten Antennenreflektoren von 20 m ∅ wird eine Bündelung von 1,5° erreicht. Zur besseren Entkopplung von Sender und Empfänger enthält jede Antenne je einen vertikal und einen horizontal polarisierten Strahler. Die Anlage arbeitet mit Frequenzdiversity. Neben verschiedenen Anlagen für militärische Zwecke sind weitere kommerzielle Scattering-Verbindungen in Mittelamerika zwischen Puerto Rico und der Dominikanischen Republik sowie zwischen Kuba und Florida im Bau.

[1]) Hierüber berichtet RADIO UND FERNSEHEN in dem Beitrag „UKW-Nachrichtenverbindungen über große Entfernungen" in Nr. 18 (1957) S. 562 und Nr. 20 (1957) S. 636.

Fernsehweitempfang über 500 km

Funkamateure und Fachleute aus Betrieben der Stadt Karpinsk im Nordural haben erfolgreiche Versuche zur Übertragung der Sendungen des 500 km entfernten Fernsehzentrums Swerdlowsk mit Hilfe einer Relaisstation auf dem 1520 m hohen Berg Koswinski durchgeführt. Die Sendungen wurden in einem Umkreis bis zu 250 km wieder ausgestrahlt. Nach Abschluß der Versuche wird nunmehr der Bau eines Relaissenders auf dem Koswinski vorbereitet.

Der dritte Fernsehsender

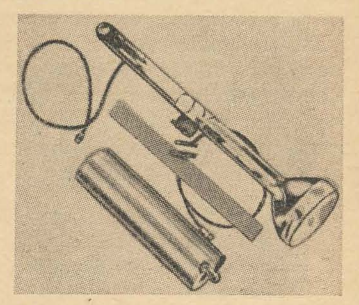
für die in der Bundesrepublik stationierten amerikanischen Truppen ist in Landsberg a. Lech errichtet worden. Er arbeitet ebenso wie die beiden anderen Sender in Bitburg und Kaiserslautern im Band IV.

Röhren, Transistoren und Bauelemente

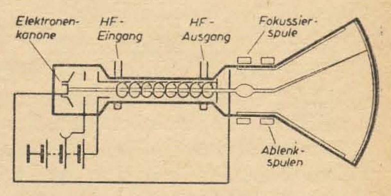
Wamoscope

abgeleitet von wave-modulated oscilloscope, nennt Sylvania eine vollkommen neue Art einer Katodenstrahlröhre für Radar, Dezimeter-Fernsehen und andere Anwendungen. Die in Zusammenarbeit mit dem Marineforschungslabor entwickelte Röhre vereinigt in sich die Hauptfunktionen eines Dezimeterempfängers. Die dm-Signale werden dem Wamoscope über die Antenne direkt zugeführt, dort verstärkt, gleichgerichtet und auf dem Bildschirm dargestellt. Die Röhre ist 50 cm lang und hat einen Bildschirm mit 12,5 cm Durchmesser. Der Zylinder über dem Wanderfeldröhrenabschnitt dient zur Fokussierung. Als Arbeitsbereich ist der Frequenzbereich von 2000···4000 MHz genannt.

Nach neuesten Meldungen soll ein weiterentwickeltes Wamoscope mit rechteckigem Bildschirm mit einem 90°-Ablenksystem arbeiten, damit verkürzt sich die Kolbenlänge auf 43 cm.



Das Wamoscope im Größenvergleich mit einem 15-Zoll-Lineal. Im Vordergrund der Abschirmzylinder



Prinzipielle Darstellung des Aufbaues des Wamoscope

Ein vollkeramisches Reflex-klystron

kündigte die Polarad Electronics Corporation, USA, an, das für Frequenzen von 1600 bis 6500 MHz bei einer Bandbreite von 6 MHz eingesetzt werden kann. Als besonderer Vorteil werden die geringe Mikrofonempfindlichkeit, die mechanische Unempfindlichkeit und die Möglichkeit des Einsatzes bei höheren Temperaturen gegenüber der Glasausführung hervorgehoben.

Electronics, Aug. 1957

Das neue Thyratron PL 6011

von Valvo ist durch seine Edelgasfüllung besonders für hohe Spitzenströme geeignet, zum Beispiel zur Zündung von Ignitrons. Der robuste Aufbau der Röhre und der große Bereich der zulässigen Umgebungstemperatur ermöglichen raumsparenden Einbau. Der mittlere Anodenstrom des Thyratrons beträgt 2,5 A, der Spitzenstrom kann bis zu 30 A ansteigen. Der besondere Vorteil eines mit Edelgas gefüllten Thyratrons ist die ungewöhnlich hohe negative Vorspannung, die bei gelöschter Röhre angelegt werden darf; sie beträgt bis zu einer Anodenspannung von max. 900 V etwa —400 V, bei noch höheren Anodenspannungen etwa —300 V. Besonders günstig ist das Produkt aus der Abnahmegeschwindigkeit des Anodenstromes in A/μs und der Anstiegsgeschwindigkeit der Anodensperrspannung in V/μs unmittelbar nach dem Stromabfall (Kommutierungsfaktor). Er beträgt bei der PL 6011 etwa 0,7.

Diffusionstransistor

In den USA sollen demnächst Diffusionsleistungstransistoren auf dem Markt erscheinen. Texas Instruments kündigte den Siliziumleistungstransistor 2 N 389 mit 37,5 W Verlustleistung bei 25° C und 15 W bei 100° C an. Er ist speziell für Fernlenkeinrichtungen und geophysikalische Ausrüstungen bestimmt. Temperaturbereich: —65 ··· +150° C, Leistungsverstärkung bis zu 5 MHZ!

Siliziumkarbidgleichrichter

Bei Temperaturen von —100 bis + 1200° F (—60 bis + 650° C) arbeitete ein Siliziumkarbidgleichrichter, der im Forschungslaboratorium der General Electric entwickelt wurde. Mit ähnlichen Entwicklungen, für die andere Halbleitermaterialien, insbesondere Silizium, verwendet wurden, konnte nur eine obere Temperaturgrenze von 400···500°F (200···250°C) erreicht werden.

Nach Meinung von Dr. Guy Suits, dem Vizepräsidenten und Forschungsdirektor der General Electric, liegt die Zukunft der Halbleiterbauelemente auf dem Gebiete der Halbleiterverbindungen.

Flüssigkeitsgekühlte GE-Gleichrichter

für max. 670 A mit Arbeitsspannungen zwischen 20 und 66 V, 98,5% Wirkungsgrad, Abmessungen 125×95×85 mm, fertigt die International Rectifier Corp., USA.



WERNER WUNDERLICH

Grundlagen und Vorschläge für eine objektive Lautstärkemessung im Kurzwellenamateurempfänger

In den QSOs der Amateure (QSO =Nachrichtenaustausch auf dem Funkwege) gehört der Bericht über die Empfangsmerkmale der aufgenommenen Signale zu den wichtigsten Bestandteilen. Dieser Bericht enthält Angaben über die Lesbarkeit der aufgenommenen Zeichen, ihre Lautstärke und Tonqualität. Er wird als so wichtig erachtet, daß er kurz „rapport" (Bericht, engl.) genannt wird, obwohl er meistens durch Angaben über den verwendeten Empfänger und die benutzte Antenne ergänzt wird. Zur Vereinfachung der Übermittlung dieses „rapports" bedient man sich der sogenannten RST-Skala. Es bedeuten:

R = Lesbarkeit der Zeichen (vom engl. readability),
S = Lautstärke des Signals (vom engl. strength),
T = Tonqualität des Signals (vom engl. tone).

Die Angaben werden in Zahlen vorgenommen. So würde z. B. die Angabe „RST 569" bedeuten: Die Signale sind sehr gut lesbar. Ich empfange sie mit mittlerer Lautstärke. Der Ton ist vollkommen rein.

Im folgenden soll nun die Lautstärkeangabe betrachtet werden.

Wer einmal mit einem befreundeten Amateur zusammen an einer Station gesessen hat, wird wissen, welche Debatten sich um den der Gegenstelle zu übermittelnden „rapport" ergeben können. Von dem nie ganz aussterbenden Brauch, dem QSO-Partner einen „Gefälligkeitsrapport" zu übermitteln, wollen wir absehen. Was ist nun unter den Angaben S 1 bis S 9 zu verstehen?

Im Taschenbuch für den Kurzwellenamateur von Morgenroth/Rothammel werden die S-Stufen folgendermaßen definiert:

S 1 = gerade noch wahrnehmbares, sehr leises Signal,
S 2 = sehr schwach hörbares Signal,
S 3 = schwach hörbares Zeichen,
S 4 = ausreichende Lautstärke,
S 5 = ziemlich gute Lautstärke,
S 6 = gute Lautstärke,
S 7 = überdurchschnittlich gute Lautstärke,
S 8 = sehr große Lautstärke,
S 9 = äußerst stark, ungewöhnlich große Lautstärke.

Was heißt aber „ziemlich gute Lautstärke" oder „gute Lautstärke", und wie unterscheidet man beide? Bei näherer Betrachtung zeigt es sich, daß diese Definitionen für die Praxis völlig unbrauchbar sind. Wesentlich besser ist schon die folgende Tabelle:

S 1 = Signale bei Abwesenheit atmosphärischer Störungen wohl wahrnehmbar, aber unlesbar schwach,
S 2 = Signale außerordentlich schwach, Text mit äußerster Anstrengung nur teilweise lesbar,
S 3 = sehr schwach, mit Anstrengung und nur bei Abwesenheit atmosphärischer Störgeräusche fast ganz lesbar,
S 4 = noch schwach, jedoch schon vollständig lesbar,
S 5 = angenehme, mittlere Lautstärke, leicht lesbar auch bei schwachen Störgeräuschen,
S 6 = schon laut, auch bei stärkeren atmosphärischen Störungen gut lesbar,
S 7 = laut, mit Kopfhörer auf die Dauer bereits unangenehm; bei auf dem Tisch liegendem Hörer jedoch noch zu schwach,
S 8 = sehr laut im Kopfhörer, bei auf dem Tisch liegendem Hörer vollständig lesbar,
S 9 = sehr laut im Lautsprecher, bei auf dem Tisch liegendem Hörer im ganzen Raum lesbar.

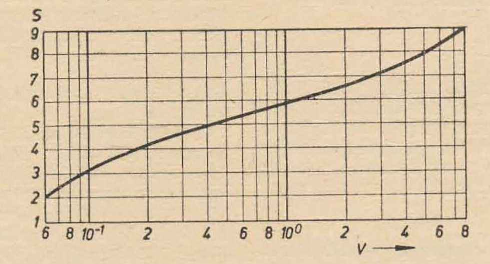


Bild 1: Beziehung zwischen S-Skala und effektiver Tonfrequenzspannung bei subjektiver Lautstärkebeurteilung (nach J. Fuchs)

Auf den ersten Blick scheint hier eine Verquickung mit der R-Skala (Lesbarkeit) vorzuliegen, das ist aber nicht der Fall, da hier nur die Lautstärke des Signals mit der atmosphärischer Störungen in Beziehung gesetzt wird. Das Wort „lesbar" bezieht sich weiterhin nicht auf die Identifizierbarkeit der Zeichen, sondern meint die Lesbarkeit hinsichtlich der Lautstärke. Das geht auch aus den Definitionen für die höheren S-Stufen hervor.

Obwohl diese Definitionen der S-Skala für die Praxis schon als brauchbar erscheinen, ergeben sich doch zwei wichtige Einwände. Erstens bezieht sich die Skala auf subjektive Empfindungen, und es bleibt zu klären, ob diese subjektiven Empfindungen für die Praxis als ausreichend genau anzusehen sind. Zweitens wird (gleiche Empfangsfeldstärke vorausgesetzt) die Lautstärke eines Signals im Kopfhörer von den Eigenschaften des benutzten Empfängers, besonders seiner Verstärkung, abhängig sein. Untersuchen wir zunächst einmal den Einwand hinsichtlich der subjektiven Empfindungen.

Sehr aufschlußreich ist folgender Versuch. Von einer Gruppe erfahrener Funker als Versuchspersonen nimmt man Kurven der Lautstärkeangaben in Abhängigkeit von der dem Kopfhörer zugeführten Wechselspannung bei stets gleicher Tonfrequenz auf. Man erhält dann im Durchschnitt etwa die im Bild 1 wiedergegebene Kurve. Die mittlere Steilheit dieser Kurve beträgt für eine S-Stufe etwa 5,6 dB. Variieren wir im weiteren Verlauf des Versuchs die Versuchsbedingungen dadurch, daß wir nach einiger Zeit die Tonfrequenz verändern, so erhalten wir eine seitliche Verschiebung der Kurve nach links oder rechts. Offenbar geht also die Tonhöhe in die subjektive Lautstärkeempfindung ein.

Eine nähere Untersuchung des Tonhörens ergibt eine Reihe wertvoller Erkenntnisse für den praktischen Funkbetrieb und für die Entwicklung eines Systems für objektive Lautstärkeangaben im Funkverkehr. Ihre Ergebnisse sollen deshalb kurz dargestellt werden.

Zunächst ist zu bemerken, daß es eine untere und eine obere Grenze der Höhe der Tonfrequenz hinsichtlich der Hörbarkeit gibt. Die Grenzen sind individuell verschieden. Die untere Hörgrenze liegt bei etwa 18 bis 20 Hz, die obere bei 20 bis 25 kHz. Dabei ist die obere Grenze stark vom Lebensalter abhängig. Mit zunehmendem Alter sinkt sie stark ab und liegt bei einem Alter von 35 Jahren im allgemeinen zwischen 15 und 20 kHz, mit 45 Jahren zwischen 13 bis 18 kHz, über 60 Jahren zwischen 7 und 12 kHz.

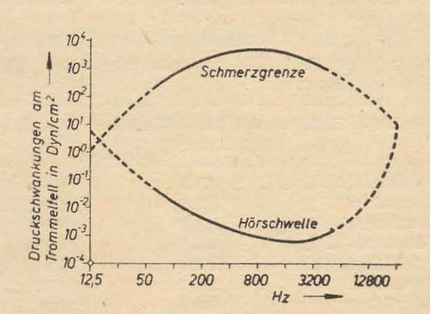


Bild 2: Hörfeld (nach Gildemeister)

Bei jedem Ton können wir ferner einen Schwellenwert feststellen, d. h. einen minimalen Schalldruck in Dyn/cm², der zur Erreichung der Hörbarkeit notwendig ist. Ferner gibt es eine Schmerzgrenze, d. h. einen maximal erträglichen Schalldruck, bei dem bereits Schmerzempfindung auftritt. Diese Verhältnisse sind im

Bild 2 dargestellt. Wir erkennen daraus, daß für einen Ton von z. B. 100 Hz ein wesentlich höherer Schalldruck für dessen Wahrnehmbarkeit notwendig ist als für einen Ton von z. B. 1000 Hz.
Untersuchungen über einen längeren Zeitabschnitt an ein und derselben Versuchsperson ergeben weiterhin, daß die Größe der Schwellenwerte auch noch von der jeweiligen psychophysischen Verfassung der Versuchsperson abhängig ist.
Für die Funkpraxis wichtig ist auch das Ergebnis des folgenden Versuchs. Bietet man dem Ohr für einige Zeit den gleichen

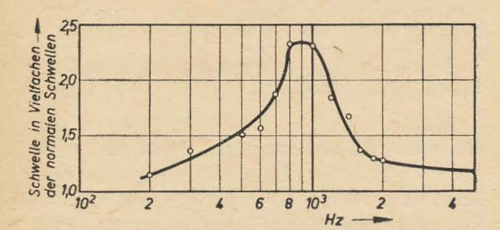


Bild 3: Ermüdungswirkung eines Tons von 800 Hz auf die Schwelle von Tönen von 100 Hz bis 5000 Hz (nach Bekésy)

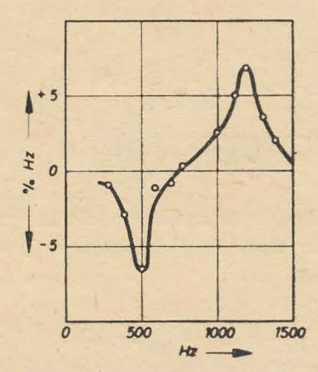


Bild 4: Ermüdungswirkung eines Tons von 800 Hz auf die Tonhöhenempfindung der benachbarten Töne (nach Bekésy)

Ton an, so läßt sich eine Ermüdung des Ohrs für diesen Ton feststellen. Diese Ermüdung ist durch die Heraufsetzung des Schwellenwertes für diesen Ton leicht nachzuweisen.
Wird der Ton nur einem Ohr angeboten, so ermüdet auch nur das eine Ohr für diesen Ton. Die Ermüdung beider Ohren ist also voneinander unabhängig.
Für die Praxis des Funkbetriebes ist dabei ferner die Tatsache wichtig, daß das Ohr gleichzeitig auch für benachbarte Tonfrequenzen ermüdet. Dieser Zusammenhang wird im Bild 3 für einen Ton von 800 Hz veranschaulicht. Wenn man also bei länger währendem Funkbetrieb zunächst mit einem Ton von 800 Hz gehört hat, nutzt es nichts, bei Ermüdung auf einen Ton von z. B. 1000 Hz überzugehen, da das Ohr auch für diesen Ton ermüdet ist. Zweckmäßig erscheint vielmehr der Übergang auf einen Ton von etwa 400 bis 500 Hz.
Es zeigt sich weiterhin, daß jetzt nicht nur die Reizschwelle für die benachbarten Töne höher liegt, sondern daß sich auch die Höhe ihrer Tonempfindung verändert hat. Wurde das Ohr längere Zeit durch einen Ton von 800 Hz gereizt, so wird ein Ton von 1000 Hz jetzt als höher empfunden (etwa wie 1200 Hz) und ein Ton von 700 Hz jetzt als tiefer (etwa wie 600 Hz) (Bild 4).
Bietet man einen Ton beiden Ohren zu gleicher Zeit an, so findet unter bestimmten Voraussetzungen eine Summierung statt. Es können sich jedoch auch Töne eines schmäleren oder breiteren Nachbarbereiches der Hauptfrequenz summieren. Bei den niederen und hohen Tonfrequenzbereichen sind diese Summierungsbereiche breiter, bei den mittleren Frequenzen (um 1000 bis 3000 Hz) schmaler. Damit läßt sich auch erklären, daß die Unterscheidungsfähigkeit für Tonfrequenzen in den einzelnen Frequenzbereichen verschieden ist. Sie ist nämlich bei mittleren Frequenzen am größten. Bei starkem QRM (Störungen durch frequenzbenachbarte Funkstationen) wird man also danach trachten, möglichst einen Ton von 1000 bis 2000 Hz für den Empfang der Gegenfunkstelle einzustellen.
Aus den hier angeführten Tatsachen läßt sich leicht erkennen, daß eine subjektive Lautstärkebeurteilung bestenfalls für den eigenen Gebrauch relative Vergleichsmöglichkeiten zuläßt. Auch wenn man die Kurve von Bild 1 „ausbügelt" und entsprechend der logarithmischen Empfindlichkeit des Ohres, wie es vielfach in der Literatur empfohlen wird, durch eine gerade Linie ersetzt (Bild 5) und in dieser Weise die S-Skala normt, kommt man zu keiner entscheidenden Verbesserung; denn damit werden ja die subjektiven Fehlermöglichkeiten nicht gemindert. Außerdem ist hierbei, wie schon erwähnt, zu bedenken, daß die am Kopfhörer auftretende Wechselspannung von den Eigenschaften des Empfängers abhängig ist.

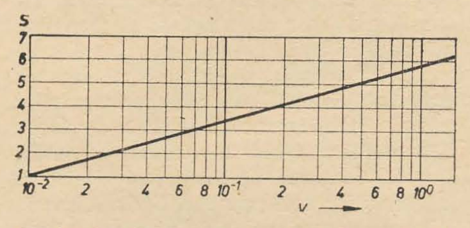


Bild 5: Beziehung zwischen S-Skala und effektiver Tonfrequenzspannung, erhalten durch Idealisierung der Kurve nach Bild 1 (nach J. Fuchs)

Nachdem wir uns für eine objektive Lautstärkemessung entschieden haben, ist nun festzustellen, wie diese Messung vorgenommen werden muß. Dazu besinnen wir uns darauf, wozu die Messung dienen soll: Wir wollen den QSO-Partner darüber unterrichten, welche Empfangsfeldstärke sein Sender an unserem Empfangsort erzeugt. Die Lautstärkemessung muß also auf eine Feldstärkemessung zurückgeführt werden. Um zu vergleichbaren Zahlenangaben zu gelangen, bestehen grundsätzlich zwei Möglichkeiten. Man kann einmal die Empfangsfeldstärke in Mikrovolt pro Meter Antennenhöhe angeben. Das wird in der Praxis etwas schwierig sein. Man kann aber auch so vorgehen, daß man von einer genormten Spannung am Empfängereingang ausgeht. Zwar bleibt auch hier noch ein Unsicherheitsfaktor durch die Verwendung von Antennen mit den verschiedensten Eigenschaften. Da jedoch die Angabe der verwendeten Antennen zu den Bestandteilen jedes ernsthaften QSOs gehört, liefert dieses Verfahren recht brauchbare Vergleichsmöglichkeiten. Es setzt sich auch in den letzten Jahren in steigendem Maße durch. Die amerikanische Industrie verwendet als Normspannung für S 9 die durchschnittliche Signaleingangsspannung eines Bezirkssenders, und zwar 100 µV.
Es ergibt sich nun die Frage, wie groß eine S-Stufe zu wählen ist. Legt man die Kurve von Bild 1 zugrunde, so ergibt sich für eine S-Stufe im Durchschnitt 5,6 dB. Mit der Kurve von Bild 5 erhält man dagegen für eine S-Stufe den Wert von 8,3 dB. Beide Werte sind jedoch für die Praxis recht unbequem. Besser ist es, für eine S-Stufe den Wert von 6 dB festzusetzen. Spannungsmäßig ist dann nämlich jede um 1 tiefere S-Stufe halb so groß wie die vorhergehende (siehe Tabelle).

Tabelle

S-Stufen und die zugehörige Empfängereingangsspannung

S 1	0,4 µV	S 7	25 µV
S 2	0,8 µV	S 8	50 µV
S 3	1,6 µV	S 9	100 µV
S 4	3,2 µV	S 9 + 10 dB	320 µV
S 5	6,3 µV	S 9 + 20 dB	1000 µV
S 6	12,5 µV	S 9 + 30 dB	3200 µV

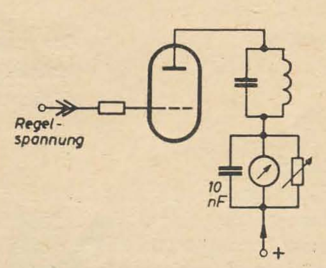


Bild 6: S-Meter in einer geregelten ZF-Stufe. Zeigerausschlag groß bei kleiner Signalspannung

Für das anzuwendende Meßprinzip im Empfänger ist damit auch schon der Weg vorgezeichnet. Wir brauchen nur eine Spannung oder einen Strom im Empfänger zu messen, der sich mit der Signalspannung in einem feststehenden Verhältnis ändert. Das ist aber der Fall bei der Regelspannung und beim Anodenstrom geregelter Röhren, wobei zweifellos der Anodenstrom geregelter Röhren am leichtesten meßbar ist. Besonders günstig sind dafür geregelte ZF-Röhren.
Schaltet man ein Milliamperemeter nach Bild 6 in den Anodenkreis einer ZF-Stufe, so wird man als nachteilig empfinden, daß die höchsten S-Stufen auf der Skala links, die kleineren rechts erscheinen, die Anzeigerichtung also etwas ungewohnt ist. Man kann sich zwar dadurch helfen, daß man das Meßinstrument mit der Skala nach unten, also mit hängendem Zeiger einbaut, eleganter ist es aber, eine Brückenschaltung nach Bild 7 zu verwenden. Das Meßinstrument wird hierbei auch besser ausgenützt, da ohne Eingangssignal der Ausschlag des Instruments auf Null zurückgeht; denn es fließt kein Strom, wenn die Brücke im Gleich-

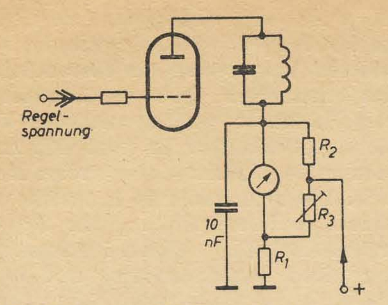


Bild 7: S-Meter in Brückenschaltung in einer geregelten ZF-Stufe. Zeigerausschlag groß bei großer Signalspannung

gewicht ist, wobei folgende Bedingung gilt:

$$R_i : R_1 = R_2 : R_3,$$

worin R_i den Gleichstromwiderstand $U_a : I_a$ der Röhre bedeutet. Wählt man $R_1 = R_i$, dann muß zur Herstellung des Brückengleichgewichtes $R_2 = R_3$ sein. In der Praxis nimmt man für R_1 einen abgerundeten Wert und stellt die Brücke mit dem Regelwiderstand R_3 ein.

Die Schaltung arbeitet in der Weise, daß bei steigender Eingangsspannung die negative Gittervorspannung durch die Regelspannung größer wird. Damit verändert sich der Innenwiderstand R_i der Röhre und das Brückengleichgewicht wird gestört. Der Ausschlag am Instrument ist um so größer, je größer die Signalspannung ist.

Arbeitet man mit verzögerter Schwundregelung, so können kleine S-Werte nicht angezeigt werden. Dann muß man für das S-Meter eine besondere ZF-Stufe verwenden und die Regelspannung jetzt nicht von der Regeldiode, sondern von der unverzögert arbeitenden Signaldiode oder einer besonderen Regeldiode beziehen. Dabei kann man dann so vorgehen, daß man Siebmittel mit hoher Zeitkonstante einsetzt. Dadurch wird auch bei Telegrafie eine ruhige Lage des Zeigers des Meßinstrumentes erzielt. Die Eichung des S-Meters bietet keine Schwierigkeiten. Man benötigt dazu einen Prüfgenerator und ein Röhrenvoltmeter. Die den S-Stufen entsprechende Spannung wird an den Eingang des Empfängers gegeben und die Stellung des Zeigers auf der Skala markiert. Unterschiedliche Empfindlichkeit des Empfängers auf den einzelnen Bändern wird dadurch ausgeglichen, daß jede S-Stufe einen gewissen Bereich umfaßt. Das Beispiel einer ausgeführten S-Skala zeigt Bild 8.

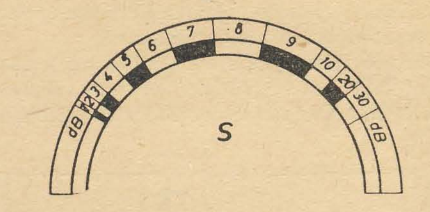


Bild 8: Skala eines S-Meters

Es wäre wünschenswert, wenn sich auf dem Gebiet der Lautstärkeangabe endlich eine Normung durchsetzen würde. Die vorstehenden Untersuchungen und Vorschläge sollten eine Diskussionsgrundlage geben.

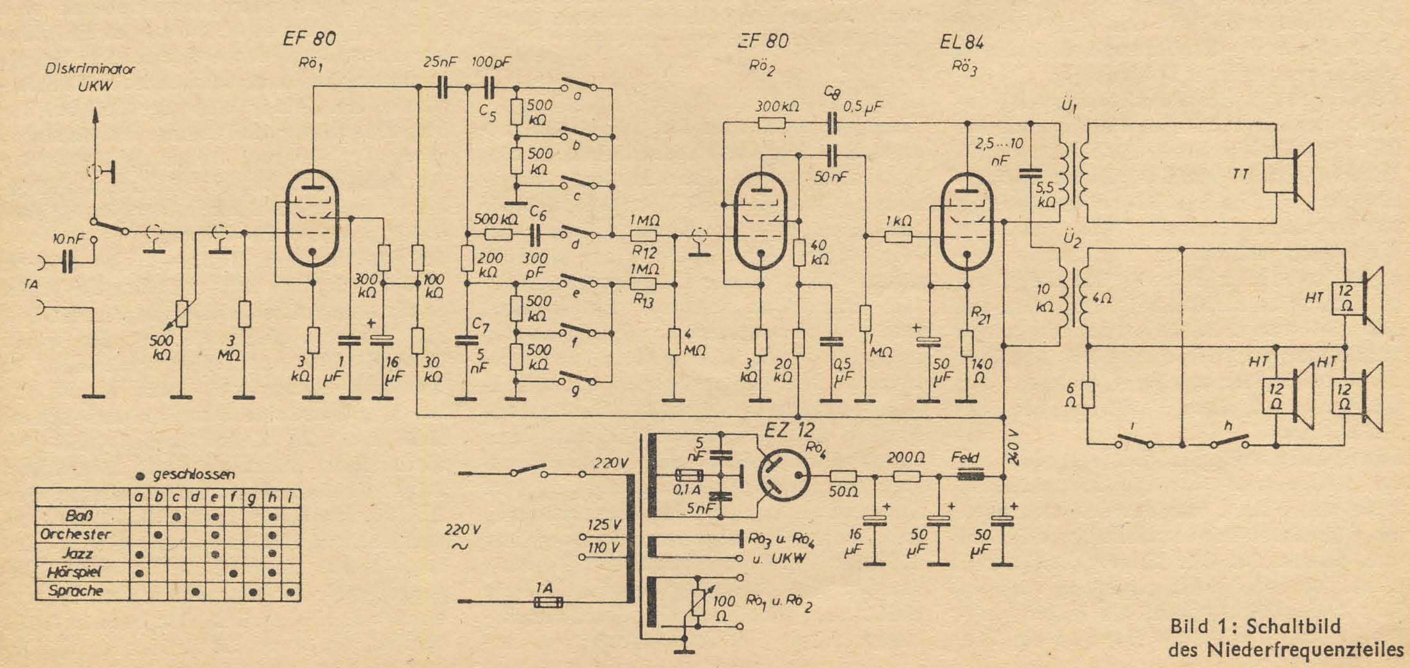
ROMAN WARNICKE

Bauanleitung für einen NF-Teil mit Klangregister

Der vorliegende NF-Teil eines Rundfunkgerätes enthält eine beachtenswerte Klangregisteranordnung, die bei geringem technischen Aufwand zum Nachbau sehr geeignet ist. Der geringe Klirrfaktor sowie der Frequenzgang des Gerätes dürften sowohl für den Amateur als auch für den Fachmann von Interesse sein.

Schaltung

Der Eingang des Gerätes ist wie üblich hochohmig ausgelegt, und mit einem Wahlschalter ist es möglich, auf Tonabnehmer bzw. Diskriminator eines UKW-Supers umzuschalten. Der 3-MΩ-Widerstand am Gitter 1 der ersten Stufe bewirkt die Unterdrückung eventueller Kratzgeräusche des Lautstärkereglers. Der Katodenwiderstand der $Rö_1$ wurde nicht kapazitiv überbrückt, um eine kräftige frequenzunabhängige Stromgegenkopplung zu erreichen, die sich sehr günstig auf den Klirrfaktor auswirkt. Zwischen den beiden Vorverstärkerstufen ist das Klangregister angeordnet, das in drei Kanäle aufgeteilt ist und über Spannungsteiler sowie Schalteranordnungen typische Klangbilder (Bild 2) zusammenstellt. Durch Druck auf die Klangtasten können in dem hier vorliegenden Falle folgende Klangbilder eingestellt werden: Baß, Orchester, Jazz, Hörspiel und Sprache. (Es erweist sich beim Aufbau des Klangregisters als zweckmäßig, die obengenannte Reihenfolge der Tasten beizubehalten.) Die Filterwirkung der einzelnen Kanäle beruht auf der Frequenzabhängigkeit der Schaltglieder. Der Leitwert des C_5 wird mit zunehmender Frequenz größer, so daß für die Höhen der Übertragungsweg frei wird, während die an C_7 stehende Spannung mit sinkender



	a	b	c	d	e	f	g	h	i
Baß			●		●			●	
Orchester		●			●			●	
Jazz	●				●			●	
Hörspiel	●					●		●	
Sprache				●			●		●

Bild 1: Schaltbild des Niederfrequenzteiles

Frequenz zunimmt, da hier sein Scheinwiderstand wächst. Der mittlere Kanal schließt eine Übertragung der Bässe aus, da der Widerstand von C_6 hierbei zu groß ist. Somit kommt diesem Kanal die Aufgabe zu, mittlere und hohe Frequenzen weiterzuleiten. Die Widerstände R_{12} und R_{13} verhindern die gegenseitige Beeinflussung der Kanäle, da das Klanggemisch an einem Potential zusammentrifft. Die als Triode geschaltete $Rö_2$ ist bestimmt, die Verluste des Filters auszugleichen. Die Verstärkungsziffer dieser Stufe wurde mit Absicht gering gehalten, da das vorgeschaltete Filter nicht abgeschirmt wurde, was den Frequenzgang des Gerätes ungünstig beeinflußt hätte. Die räumlich relativ große Gestaltung der Klangregisteranordnung, deren zweckmäßiger Aufbau im Bild 3 gezeigt wird, unterliegt einer Störeinstreuung, und eine steile nachfolgende Verstärkerstufe hätte den

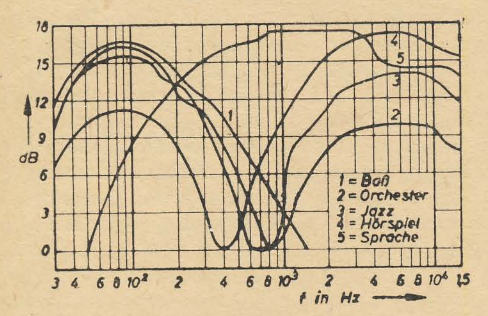


Bild 2: Frequenzgang des NF-Teiles in Abhängigkeit von der Tastenstellung des Klangregisters

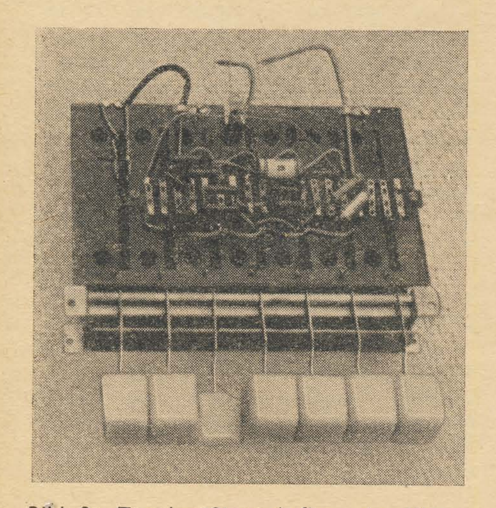


Bild 3: Zweckmäßiger Aufbau des Klangregisters

Störanteil zu hoch werden lassen. Die von der Endstufenanode zur Katode der $Rö_2$ verlaufende Gegenkopplung bewirkt eine weitgehende Linearisierung des Frequenzganges der beiden letzten Stufen, wodurch eine lineare Verzerrung nach dem Klangfilter ausgeschlossen wird. Um die volle Leistung der EL 84 bei etwa 30 Hz an den Lautsprecher abgeben zu können, wird für den Übertrager $Ü_1$ ein Kernquerschnitt von 7,5 cm² (M 85) empfohlen. An diesen Ausgangstrafo wird der Tieftonlautsprecher angeschlossen, während die Hochtonlautsprecher über einen getrennten Übertrager betrieben werden, der zur Verhinderung der Baßübertragung kapazitiv an die Anode der EL 84 angeschlossen wird. Die Größe des Kondensators wird von der Trennfrequenz und dem Scheinwiderstand des $Ü_2$ bestimmt und liegt in der Größenordnung von 2,5 bis 10 nF. Als sehr zweckmäßig erweist sich der Aufbau der Übertrager in Scheibenwicklung. Der hierdurch erzielte wesentlich geringere Streufaktor erweist sich als sehr günstig für die Übertragung hoher Frequenzen. Zwei der im Schaltbild gezeigten Hochtonlautsprecher sind abschaltbar, um dem Zuhörer bei gedrückter Sprachtaste keinen Raumklang vorzutäuschen, was die Silbenverständlichkeit infolge der Phasenunterschiede der am Ohr eintreffenden Töne vermindern würde. Der Widerstand der beiden abgeschalteten Lautsprecher wird, um den Z-Wert nicht zu verletzen, durch einen reellen Abschluß nachgebildet.
Als Schutzwiderstand für die EZ 12 wurde ein 50-Ω-Widerstand vorgesehen. Um die Fremdspannung des Gerätes möglichst klein zu halten, ist eine gute Gleichspannungssiebung unerläßlich, die in diesem Gerät in erster Linie durch eine dreigliedrige Siebkette erzielt wurde. Damit am gleichen Netzteil noch ein UKW-Super betrieben werden kann, wurde der Netztrafo sekundär für 120 mA ausgelegt. Die beiden Vorröhren werden getrennt von der Endröhre geheizt, und die Heizleitung wurde durch einen 100-Ω-Entbrummer symmetriert.

Aufbau

Maße für die Größe des Chassis anzugeben, wäre verfehlt, da beim Einbau des Gerätes in ein Rundfunkgehäuse dieses die Abmessungen bestimmt. Damit das Chassis wirklich als Abschirmung dient, ist es notwendig, alle Erdverbindungen auf einen starken Nulleiter zu führen und diesen an einer Stelle mit dem Chassis zu verbinden. In den meisten Fällen wird eine längere Leitungsführung für die Modulation vom Diskriminator zum Lautstärkeregler und weiter zum Gitter 1 der ersten Stufe nicht zu umgehen sein. Es ist deshalb ratsam, die Kapazität dieser Leitung zu messen und sie von der Kapazität der Deakzentuierung zu subtrahieren. Dieses C wird nun auf den eben bestimmten Wert gebracht, wodurch man erreicht, daß keine zusätzliche Höhenbeschneidung eintritt. Das Klangfilter und auch der gesamte Verstärkeraufbau verlangen keine besondere Abschirmung, es ist auch keine federnde Montage einer Röhrenfassung notwendig. Für den Fall, daß für C_8 ein Becherkondensator verwendet wird, sei erwähnt, daß dieser auf ein Stück Isolierstoff zu montieren ist, um den Becher nicht mit dem Chassis in Verbindung zu bringen. Für den Katodenwiderstand R_{21} verwendet man zweckmäßig einen Drahtwiderstand von 200 Ω mit Abgriffschelle und stellt mit ihm die Gitterspannung ein. Zur Montage der Hochtonlautsprecher sei folgendes gesagt: Einen Hochtonlautsprecher bringt man an der Vorderseite des Gehäuses an, während die anderen entweder an den Seiten oder an der Decke des Gerätes montiert werden. Wird das fertige Gerät völlig frei im Raum aufgestellt, so können die Hochtonlautsprecher an den Seiten angebracht werden. Steht das Gerät aber, wie es wohl am häufigsten der Fall ist, zwischen Möbelstücken, so ist die Anordnung eines Hochtonlautsprechers an der Decke des Gehäuses zu empfehlen. Dabei ist zu beachten, daß die Leistung des nach oben strahlenden Hochtonlautsprechers größer sein soll als die des nach vorn abstrahlenden.

Literatur

Diefenbach, Verstärkerpraxis. Verlag für Radio – Foto – Kinotechnik

Materialaufstellung

3 Schichtwiderstände	1 MΩ	0,25 W
5 Schichtwiderstände	500 kΩ	0,25 W
2 Schichtwiderstände	3 kΩ	0,25 W
1 Schichtwiderstand	4 MΩ	0,25 W
1 Schichtwiderstand	3 MΩ	0,25 W
1 Schichtwiderstand	300 kΩ	0,25 W
1 Schichtwiderstand	200 kΩ	0,25 W
1 Schichtwiderstand	1 kΩ	0,25 W
1 Schichtwiderstand	300 kΩ	0,5 W
1 Schichtwiderstand	100 kΩ	0,5 W
1 Schichtwiderstand	40 kΩ	0,5 W
1 Schichtwiderstand	30 kΩ	0,5 W
1 Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
1 Drahtwiderstand	200 Ω	5 W
1 Drahtwiderstand	200 Ω	3 W m. Schelle
1 Drahtwiderstand	50 Ω	2 W
1 Potentiometer	0,5 MΩ pos. log m. Schalter	
1 Potentiometer	(Entbrummer) 100 Ω	
1 Kondensator	(MP) 50 nF	250/750 V
1 Kondensator	(MP) 25 nF	250/750 V
1 Kondensator	(MP) 5 nF	250/750 V
1 Kondensator	(MP) 10 nF	250/750 V
1 Kondensator	(MP) 2,5 ··· 10 nF	250/750 V
2 Kondensatoren	(MP) 5 nF	500/1500 V
1 Kondensator	(Hescho) 300 pF	
1 Kondensator	(Hescho) 100 pF	
1 Becherkondensator	1 μF	250/750 V
2 Becherkondensatoren	0,5 μF	250/750 V
2 Elektrolytkondensatoren	16 μF	500/550 V
2 Elektrolytkondensatoren	50 μF	500/550 V
1 NV-Elko	50 μF	20/25 V
1 Kippumschalter		
4 Röhrenfassungen		
1 Tastensatz (Neumann T 5) bzw. Klangregister (Neumann)		
2 Röhren EF 80 bzw. EF 86		
1 Röhre EL 84		
1 Röhre EZ 12		
1 Netztransformator N 102 120/Z (Neumann)		
1 Tieftonlautsprecher 4 bis 6 W fremderregt mit Übertrager		
3 Hochtonlautsprecher 1,5 W permanent (EGBP 551)		
1 Hochtonübertrager		
2 Sicherungselemente		
1 Netzschnur mit Stecker		
1 Buchsenpaar für TA		
1 Erdbuchse		

Kleinmaterial: Schrauben, Muttern, Schaltdraht, Abschirmleitung, Winkel, Isolierscheiben usw.

ELMAR KUNZE

Einfache Frequenzmessung

Einfache Frequenzmessungen ohne äußere Spannungsquellen nach der Schwebungsmethode lassen sich mit Halbleiterdioden in der Mischstufe gut durchführen. Der Aufbau von Meßanordnungen hierfür ist sehr einfach. Genaueste Frequenzmessungen ergibt die sogenannte Schwebungsmethode, wobei die Meßgenauigkeit selbstverständlich von dem zur Verfügung stehenden geeichten Meßsender oder Generator abhängt (Bild 1).

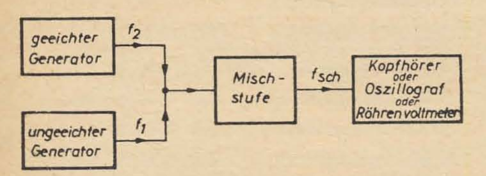


Bild 1: Prinzip der Frequenzmessung nach der Schwebungsmethode

Für sehr genaue Messungen ist der geeichte Generator mit einem Quarz ausgerüstet. In der Praxis reicht jedoch ein einfacher Meßsender oder Prüfgenerator aus. Die Frequenzen f_1 und f_2 werden in einer Mischstufe überlagert. An ihrem Ausgang wird die Schwebungsfrequenz f_{sch} abgenommen. Das Prinzip ist gleich dem des Überlagerungsempfängers, wo aus der Eingangsfrequenz (f_1) und der Oszillatorfrequenz (f_2) die Zwischenfrequenz (f_{sch}) entsteht. Die Schwebungsfrequenz ist hörbar, wenn sich f_1 und f_2 soweit genähert haben, daß die Differenz aus beiden eine Tonfrequenz ergibt.

$$f_{sch} = f_1 - f_2 \quad \text{oder} \quad f_2 - f_1$$

Beispiel:

$$f_1 = 1250\ \text{kHz},\ f_2 = 1240\ \text{kHz},$$
$$f_{sch} = 1250\ \text{kHz} - 1240\ \text{kHz} = 10\ \text{kHz}.$$

Sind f_1 und f_2 gleich, entsteht ein Schwebungsnull, das heißt, für f_{sch} erhält man dann den Wert Null Hertz. Bei hohen Überlagerungsfrequenzen (> 100 kHz) läßt sich die Schwebungslücke (Schwebungsnull) meist nur sehr schwer einstellen. Man stimmt dann auf die tiefste Frequenz ab.

Hochwertige Wellenmesser, die nach der Schwebungsmethode arbeiten, besitzen neben den eingebauten Oszillatoren für Grob- und Feinmessung noch einen empfindlichen Empfänger. Am Ausgang des Empfängers befindet sich in der Regel ein Kopfhöreranschluß zum Abhören der Schwebungsfrequenz. Bild 2 zeigt eine Schaltung, die im Prinzip nicht anders arbeitet.

Allerdings wird hierzu ein bereits geeichter Oszillator oder Meßsender benötigt, dessen Ausgangsspannung nicht kleiner als 50 mV sein darf. Die Schaltung ist sehr einfach und schnell aufgebaut. Über die Kondensatoren C_1 und C_2 werden die bekannte und die unbekannte Frequenz auf die Diode gegeben, wo der Überlagerungs- oder Mischvorgang stattfindet. An den Buchsen 3 und 4 nimmt man die Schwebungsfrequenz ab. Bei Eingangsspannungen über 100 mV ist die Schwebung mit einem direkt an die Buchsen angeschlossenen Kopfhörer bereits zu hören. Sind die HF-Spannungen kleiner, sorgt ein nachfolgender Verstärker, der möglichst brummfrei sein soll, für die entsprechende Lautstärke (Bild 3).

Bild 2: Hilfsgerät zur Frequenzmessung nach der Schwebungsmethode. C_1 und C_2 sind Trimmer

Als Indikator eignet sich weiterhin ein Oszillograf mit eingebautem Verstärker oder ein NF-Röhrenvoltmeter. Bei diesen Indikatoren ist die Einstellung gegenüber dem Kopfhörer genauer. Mit Hilfe der Kondensatoren C_1 und C_2 (beide ≈ 3 bis 20 pF) wird die Ankopplung verändert. Sie darf nicht zu fest sein, da sonst eine gegenseitige Beeinflussung zwischen den

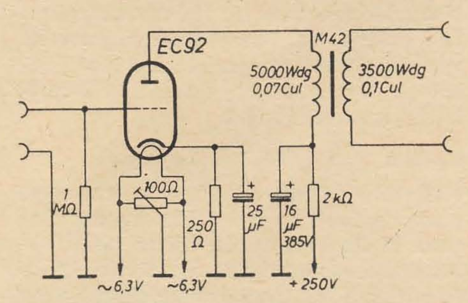


Bild 3: Schaltung des Schwebungsfrequenzverstärkers

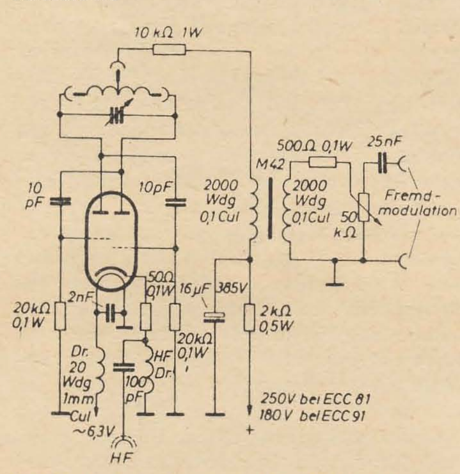


Bild 4: Eichoszillator mit Anschluß für Fremdmodulation

Generatoren f_1 und f_2 eintreten kann. Die Drossel besteht aus einem Widerstand 10 bis 20 kΩ, 0,5 W, bewickelt mit einer Lage CuL 0,1 mm Ø oder aus einem Widerstand 150 bis 250 Ω, 0,1 W ohne Zusatzwicklung. Buchsen 1 und 2 sind HF-Buchsen. Die gesamte Anordnung läßt sich in einem kleinen Blechgehäuse 80 × 70 × 40 mm unterbringen. Für die Diode können sowohl Germanium- als auch Siliziumdioden verwendet werden. Versuche mit den Typen RD 140, RD 141, OA 642, OA 643, RD 1 ergaben fast immer die gleiche starke Amplitude der Schwebungsfrequenz.

Die Schaltung ist in einem Frequenzbereich von 5 bis 250 MHz erprobt. Frequenzmessungen an Oszillatoren im Fernsehempfänger, Eichung von Prüfgeneratoren usw. lassen sich mit der dargestellten Anordnung leicht durchführen.

Hierzu sollen einige Hinweise dienen:

Der zu eichende Oszillator und der geeichte Generator werden über die Buchsen 1 und 2 an die Mischstufe angeschlossen. Den Bereich des Generators stellt man auf die zu erwartende Oszillatorfrequenz ein. Durch langsames Verändern der Frequenz f_2 ist dann die Schwebungsfrequenz zu finden. Rechts und links der Schwebungslücke steigt die Frequenz von f_{sch} an. Die Einstellung erfolgt wie bei einem Rückkopplungsaudion. Leider können bei der Messung Mehrdeutigkeiten durch Harmonische der Frequenzen f_1 und f_2 entstehen. So ergibt sich z. B. eine Schwebung mit den Frequenzen $f_1 = 2{,}5$ MHz und $f_2 = 10$ MHz. Die vierte Harmonische von f_1 mischt sich dann mit f_2. Ist man also unsicher, wird f_2 nach der höheren oder tieferen Frequenz verstimmt. Im Beispiel muß sich die Schwebung bei 12,5 MHz (fünfte Harmonische von f_1) oder 7,5 MHz (dritte Harmonische von f_1) wiederholen. Ist bei jeder Schwebung die gleiche Schwebungsfrequenz eingestellt, wird die Amplitude bei 7,5 MHz größer sein als bei 12,5 MHz. Wenn sich die Grundwellen von f_1 und f_2 nähern, tritt die stärkste Amplitude auf. Für die Praxis reicht es aus, die Maximalamplitude zu suchen.

Fehlt für die Messung der Prüfgenerator, leistet ein geeichter Oszillator, wie im Bilf 4 dargestellt, wertvolle Dienste. Er erfordert selbstverständlich eine Frequenzstabilität, die im Bereich der verlangten Meßgenauigkeit liegen muß. Ein mechanisch stabil und HF-mäßig gut aufgebauter Gegentaktoszillator erfüllt diese Bedingung ohne weiteres. Als Oszillatorröhre ist die ECC 81 oder ECC 91 geeignet.

Zum Umschalten der Frequenzbereiche ist eine Spulentrommel am besten geeignet. Die in der Katode liegende HF-Drossel besteht aus 20 bis 25 Wdg. CuL auf 10 mm Pertinaxrohr. Um die Eigenkapazitäten klein zu halten, soll zwischen jeder Windung eine Drahtstärke Abstand gehalten werden. Die Auskopplung der HF-Spannung erfolgt aus der Katode. Für die universelle Verwendbarkeit ist noch ein Anschluß „Fremdmodulation" vorgesehen. Er ist jedoch zum Messen nach der Schwebungsmethode nicht erforderlich und kann selbstverständlich weggelassen werden. Dann entfallen der Übertrager, Modulationsspannungsregler usw. Eine Heizungs- und Anodenspannungssiebung ist nicht nötig, da die Oszillatorfrequenz auch bei kleinen Schwankungen stabil bleibt. Für dieses Hilfs-

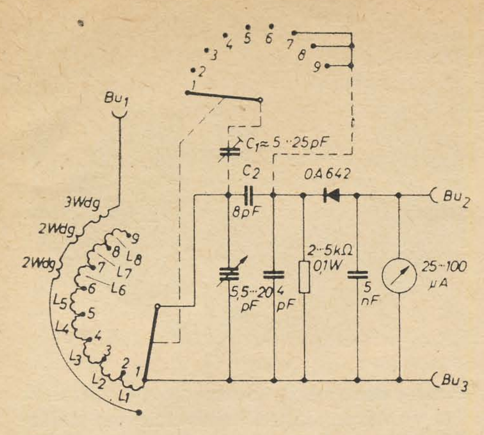


Bild 5: Resonanzfrequenzmesser 10,5 bis 315 MHz

gerät ist ein eigenes Blechgehäuse und Netzteil zu empfehlen.

Im Bild 5 ist ein Absorptionsfrequenzmesser dargestellt, der mit handelsüblichen Bauteilen aufgebaut wurde. Der Bereichsschalter ist ein zehnpoliger Stufenschalter in Potentiometergröße. Für die Abstimmung eignet sich ein UKW-Drehko 5,5 bis 20 pF. Das 25-µA-Instrument dient mit vorgeschalteter Diode RD 140, RD 141 oder OA 642 als Indikator. Nach Möglichkeit ist eine geringe Dämpfung des Zeigerausschlages anzustreben, damit beim schnellen Durchdrehen der Frequenz auch schon kleine Amplituden sichtbar werden. An die Buchsen 1 und 2 kann ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter angeschlossen werden. Die Spulen sind nicht als Steckspulen angeordnet, sondern fest eingebaut. Mit der „Primärspule" (nur ein Spulenende angeschlossen) wird eine kapazitive Kopplung der unbekannten Frequenz an den Resonanzkreis erreicht. Die „Primärspule" besteht aus einem Kupferdraht 1,2 bis 1,5 mm, der im Abstand von 3 bis 5mm an den Spulen des Resonanzkreises vorbeiführt. Gegenüber den Spulen 6, 7, 8 ist dieser Ankopplungsdraht als Koppelschleife (≈ 4 mm Ø) ausgebildet. Um eine Verstimmung des geeichten Resonanzfrequenzmessers zu vermeiden, müssen die „Primär"- und Resonanzkreisspulen mechanisch stabil angeordnet werden. Da die Ankopplung des Indikators an den Resonanzkreis bei den tieferen Bereichen relativ lose ist, kann C_2 für diese Bereiche durch einen Paralleltrimmer oder Festkondensator vergrößert werden. Der Nachteil ist allerdings, daß dann ein Zweiebenenschalter vorhanden sein muß; denn die Zusatzkapazität soll für die in Frage kommenden Bereiche immer eingeschaltet und eingeeicht sein. Diese Maßnahme ist jedoch nur dann erforderlich, wenn das Indikatorinstrument unempfindlicher ist als angegeben.

Der ganze Aufbau soll möglichst in einem nichtmetallischen Gehäuse untergebracht sein.

Die Spulen L_1 bis L_5 werden auf einen 5-mm-Dorn, L_6, L_7 und L_8 auf einen 6,5-mm-Dorn gewickelt. Sie sind freitragend an den Bereichsschalter angelötet. Wegen der mechanischen Stabilität vergießt man sie nach dem Abgleich mit einer paraffinähnlichen Masse. Für den Bereich 1 liegt nur die Zuleitungs- und Schalterinduktivität im Resonanzkreis.

Spulendaten für den Absorptionsfrequenzmesser

Spule	Windungszahl	Drahtdurchmesser mm	Induktivität µH
L_1	1,5	1,0	
L_2	4,5	1,0	0,08
L_3	7,0	1,0	0,15
L_4	11,0	0,5	0,35
L_5	15,0	0,5	0,5
L_6	18,0	0,4	1,2
L_7	35,0	0,4	2,8
L_8	48,0	0,4	4,1

Die nachstehenden Frequenzbereiche ergaben sich im Mustergerät bei nicht ganz voll aus- bzw. eingedrehtem Drehko. Man sollte in derartigen Geräten immer versuchen, nur 160° bis 170° des gesamten Drehwinkels auszunutzen, da vor allem der vollausgedrehte Drehko Zweideutigkeiten ergeben kann.

Schalterstellung	Frequenzbereich MHz
1	205 · · · 315
2	165 · · · 270
3	105 · · · 171
4	73 · · · 117
5	50 · · · 75
6	33,5 · · · 51,5
7	21,5 · · · 34
8	15,0 · · · 22,5
9	10,5 · · · 16

Windungszahlen, Induktivitäten und Frequenzbereiche sind dem Musteraufbau entnommen. Sie sollen für den Selbstbau als Anhaltspunkte gelten; denn jeder Nachbau bringt durch andere Bauelemente, Schaltkapazitäten oder Induktivitäten kleine Änderungen mit sich.

Ist nun z. B. die Frequenz eines Oszillators im Fernsehtuner zu prüfen, hält man zunächst den Frequenzmesser in die Nähe der Oszillatorröhre und verändert die Frequenz desselben. Es wird sich am Instrument ein Ausschlag ergeben. Die zweite Möglichkeit besteht darin, eine gewöhnliche Prüfleitung mit Buchse 1 zu verbinden, am anderen Ende dieselbe in eine Schleife zu legen, welche dann langsam an den Oszillator angekoppelt wird. Oft ist es schon ausreichend, die mit dem Wellenmesser verbundene Prüfschnur nahe am Oszillator zu erden.

Die Gefahr der Beeinflussung des Oszillators bei zu fester Ankopplung ist hier größer als mit der anfangs geschilderten Meßanordnung. Im Resonanzfall entzieht das Prüfgerät dem Oszillator Energie, wodurch ein Mitziehen der Frequenz oder sogar Abreißen der Schwingungen möglich ist. Muß nun auf Grund einer kleinen Oszillatoramplitude stark angekoppelt werden, sollte man ein Instrument in den Anoden- oder Gitterkreis des Oszillators (kaltes Ende) schalten. Bei hohem Energieentzug verändert sich im Resonanzfall der Anoden- oder Gitterstrom. Ist dieser sehr stark, wird die Ankopplung etwas verringert. Die Messung mit dem Resonanzfrequenzmesser kann ebenfalls Mehrdeutigkeiten durch Oberwellen des Oszillators ergeben. Man sucht dann auf dem Wellenmesser weitere Resonanzstellen. Sie wiederholen sich im gleichen Frequenzabstand, welcher der Grundwelle entspricht.

Lehrgang für Antennenbauer

Einer Anregung der Deutschen Post zufolge veranstaltete auch die Kammer der Technik, Bezirksleitung Rostock, einen Lehrgang für die Antennenmonteure. Ein gleicher Lehrgang fand auch in Schwerin statt. Folgende Themen wurden behandelt:

1. Teil: Einweisung, Zusammenarbeit mit Post. Techn. Überwachung und KdT. Erläuterungen des Vorschriftenbuches für Blitzableiterbau, Blitzentstehung, Gewittertheorie, Arbeitsschutzbestimmungen, Strafrechtliche Folgen der Nichtbeachtung, Verantwortlichkeit, Durchsprache der Leitsätze, allgemeine Normenbauteile, Zeichnen, Messungen, Meßtechnik.

2. Teil: VDE-Vorschriften für Antennenbau, VDE 0855—57. Wellenausbreitung, Wirkungsweise der Antennen (aperiodisch und abgestimmt), UKW- und Fernsehantennen, allgemeine Bauformen, Berechnung des Strahlungswiderstandes und der Antennenanpassung, Auswirkung von Fehlern im Antennenbau auf den Empfang und Bildschirm, Grenzen der Empfangsantennen, Berechnung der mechanischen Festigkeiten und mechanischen Schwingungsuntersuchungen.

Ergänzt wurden die Ausführungen durch Lichtbilder.

Von seiten der Dozenten wurde festgestellt, daß die nächsten Lehrgänge nicht vier, sondern sechs Arbeitstage dauern müssen, um den Stoff ausführlicher bringen zu können.

Derartige Lehrgänge sind nötig, da die Post eine gewisse Einheitlichkeit und vor allem eine größere Sicherheit in die errichteten Antennen bringen will. Bisher wurden die Antennenanlagen teilweise von Laien und von nicht genügend vorgebildetem Personal auf Dächer gesetzt und an Schornsteinen angebracht, daß es verwunderlich ist, daß bisher nicht größere Zerstörungen an Dächern und Unfälle zu verzeichnen waren.

Die neue Bauordnung verbietet jede Stemmarbeit an dem Teil des Schornsteines, der sich über dem Dach befindet. Nun werden sogar die oft etliche Meter hohen Antennengestänge auch noch der Schornsteinwange anvertraut. Eine einzige Fallbö kann Schornstein und Gestänge abdrehen und auf den Gehsteig werfen. Besonders groß ist aber die Gefahr, wenn die Antennenanlage nicht den blitztechnischen Vorschriften entspricht. Bei oder kurz vor einem Gewitter können in der Antennenanlage äußerst gefahrbringende Blitzströme auftreten.

Der Antennenbauer wird aus diesem Grunde im Kursus mit der Blitzschutztechnik vertraut gemacht, damit er bei Grundstücken ohne Blitzschutzanlage für ausreichende Erdung nach den ABB-Vorschriften sorgt.

Die Lehrgänge sollen deshalb das Rüstzeug für eine zuverlässige Montage von Antennen sein. Es ist daher zu begrüßen, daß sich die Kammer der Technik dieser Aufgabe gewidmet hat.

audax

INGOLF WITTIG

Fernsehempfänger FS 01 „Weißensee"

Mechanischer Aufbau

Für das Gerät wurde der sich immer mehr durchsetzende senkrechte Chassisaufbau gewählt. Das im Tiefziehverfahren mit einem stabilisierenden Rand versehene Chassis ist senkrecht auf eine 20 mm dicke, mehrfach verleimte Holzplatte montiert. Dadurch ergeben sich folgende Vorteile:

1. Die Ablenkeinheit ist ohne besonderen Aufbau fest mit dem Chassis verbunden,
2. die Bildröhre ist ideal gelagert und bleibt nach Abnahme des Gehäuses mit dem Chassis verbunden. Der Bildkolben ruht auf einem stabilen Lagerbock. Der Bildröhrenhals ist in einem Haltering, der am vertikalen Chassis befestigt ist und am Röhrenkonus angreift, gelagert,
3. der Luftstrom tritt durch die in der Bodenplatte befindlichen Schlitze in das Gerät, streicht an den Röhren und dem Heizwiderstand vorbei und kann durch die Lüftungsschlitze oben in der Rückwand austreten (auch der Zeilentrafokäfig wird von unten nach oben durchlüftet),
4. sämtliche Röhren sind nach Entfernen der Rückwand bequem auszuwechseln, da die Lage der Kontaktbuchsen in den Röhrenfassungen deutlich sichtbar ist,
5. der schmale Rand des metallsparenden Chassis ermöglicht dem Servicetechniker bequem Zugang zu allen Teilen der Schaltung.

Alle Regler, die vom Servicedienst eventuell nachgestellt werden müssen, sind so angeordnet, daß sie nach Abnehmen der Rückwand erreichbar sind. Eine große übersichtliche Lötleiste mit 64 Lötfahnen bildet das Herzstück der Schaltung. Sie enthält die Schaltelemente für die Video- und Impulstrennstufen, für den Vertikal- und Horizontalkippteil.

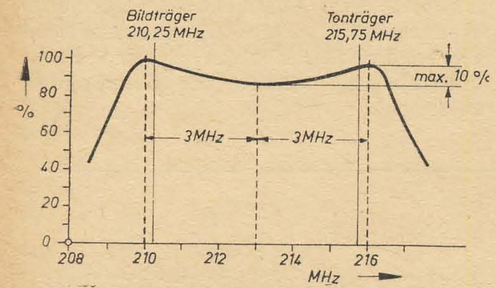
Nach Lösen zweier Schrauben, Umdrehen des vorderen Lagerbockes und der Halterung für die Ablenkeinheit, kann an Stelle der 30-cm- eine 43-cm-Bildröhre in das Gerät eingesetzt werden. Das holzsparende, mit pastellfarbenem Kunststoff überzogene Gehäuse ist so entworfen, daß sich auch nach Einbau der Blende für die 43-cm-Bildröhre ein formschönes, modernes Äußeres ergibt.

Schaltungsaufbau

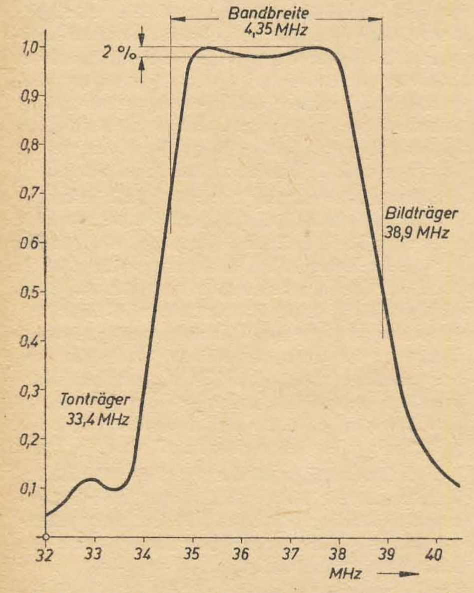
Es wurde bewußt auf jeden, für eine einwandfreie Bildwiedergabe nicht unbedingt erforderlichen Komfort verzichtet (automatische Helligkeits- und getastete Verstärkungsregelung usw.). Die Bandbreite des ZF-Verstärkers und der relativ umfangreiche Videoverstärker garantieren eine gute Auflösung des Bildes bis zur senderseitig bedingten Grenzfrequenz.

HF- und ZF-Verstärker

Die Empfangsfrequenz gelangt durch den umschaltbaren Antennentransformator (60/240 Ω) an die Katode der als Gitter-



HF-Durchlaßkurve



ZF-Durchlaßkurve (keine Normkurve). Aufnahme der Kurve erfolgte ohne Trennung der Regelspannung bei aufgedrehtem Kontrastregler. Empfindlichkeit: 7,6 mV bei 1 V Richtspannung, Tontreppe 9,5 %

Technische Daten

Netz:	220 V≃
Leistungsaufnahme:	etwa 130 W
Sicherung:	1,2 A
Zahl der Röhren:	11 einschließlich Bildröhre
Röhrenbestückung:	5 × PCF 82, 2 × PCL 82, 1 × PL 81, 1 × PY 81, 1 × DY 86; 1 Paar Ge-Dioden OAA 646, 3 Ge-Dioden OA 685
Bildröhre:	B 30 M 2, austauschbar gegen B 43 M 1
Fokussierung:	magnetisch
Zeilenzahl:	625 (Zeilensprung)
Bildwechsel:	50 Halbbilder pro Sekunde
Antenneneingang:	240 Ω und 60 Ω
Tonempfang:	Intercarrierverfahren
ZF:	Bild 38,9 MHz, Ton 5,5 MHz
Empfindlichkeit Bild:	≦ 300 μV
Lautsprecher:	Permanentdynamischer Breitbandlautsprecher 1,5 W

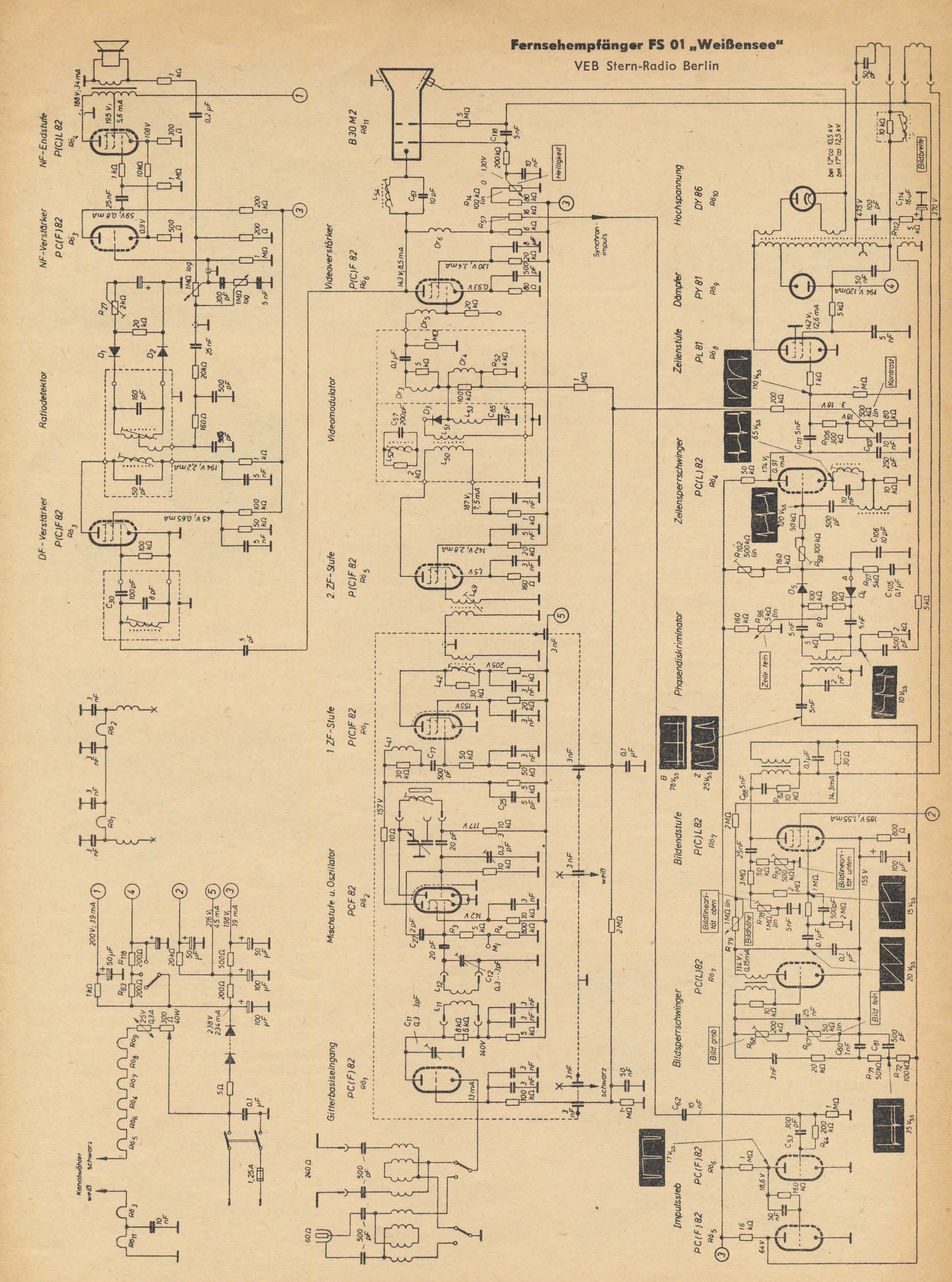
Vorläufige Kanalbestückung

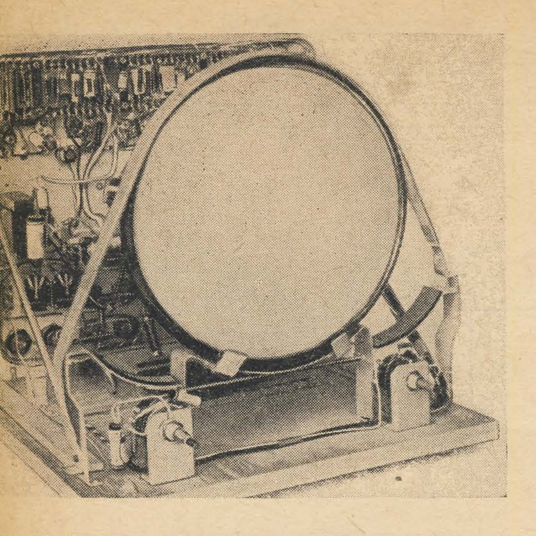
Schalterstellung	Bildträger	Tonträger	Sender
1	—	—	Reserve
2	145,25 MHz	150,75 MHz	Dresden
3	55,25 MHz	60,75 MHz	Helpterberg
4	59,25 MHz	64,75 MHz	Leipzig
5	175,25 MHz	180,75 MHz	Berlin/Inselsberg
6	182,25 MHz	187,75 MHz	Brocken
7	189,25 MHz	194,75 MHz	—
8	196,25 MHz	201,75 MHz	Marlow/Katzenstein
9	203,25 MHz	208,75 MHz	—
10	210,25 MHz	215,75 MHz	—
11	217,25 MHz	222,75 MHz	Schwerin
12	—	—	Reserve

Die derzeitigen Frequenzen der Sender Leipzig und Dresden liegen außerhalb der Kanalaufteilung der CCIR-Sendertabelle.

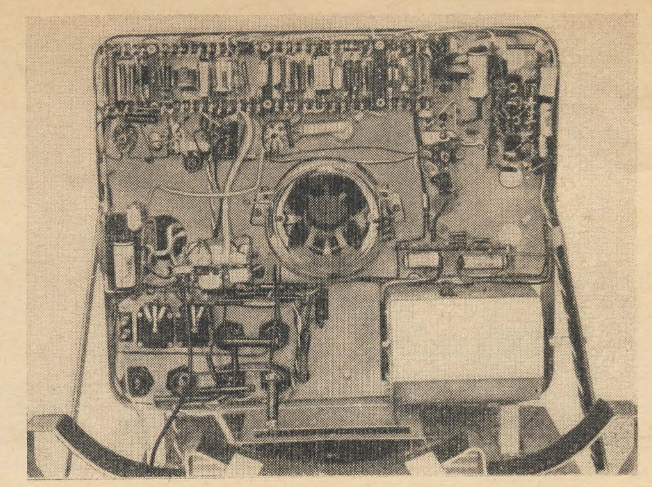
Fernsehempfänger FS 01 „Weißensee"

VEB Stern-Radio Berlin



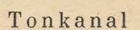


Ansicht des Chassis mit 30-cm-Bildröhre



Schaltungsaufbau des Chassis (Ansicht von vorn)

basisverstärker geschalteten Eingangsröhre. Das induktiv überkritisch gekoppelte HF-Bandfilter (C_{11}, L_{11}; L_{12}, C_{12}) überträgt das Signal auf das Gitter der Mischpentode. Die Kondensatoren C_{11} und C_{12} sind als Trimmer ausgebildet und dienen zur Korrektur bei Röhrenwechsel. Der Gitterableitwiderstand ist aufgeteilt (R_3, R_4), so daß man beim Wobbeln des HF-Bandfilters (Wobbelsender an Antennenbuchse) die NF-Spannung für den kurvenschreibenden Oszillografen an M_1 abnehmen kann. Außerdem ist M_1 für Messungen am ZF-Verstärker und zur Messung der Mischgitterspannung (4 bis 6 V negativ) der Einspeisepunkt. Der Triodenteil der Röhre 2 schwingt in kapazitiver Dreipunktschaltung als Oszillator. Über C_{27} wird die Oszillatorfrequenz auf das Gitter der Mischröhre gegeben. Die Einkopplung der ZF auf das Gitter der ersten ZF-Röhre (Pentodensystem $Rö_1$) erfolgt über ein π-Filter (C_{25}, L_{41}, C_{17}, c_e). Zwischen der ersten und der zweiten ZF-Röhre liegt ein Bandfilter. L_{42} und L_{49} sind räumlich getrennt und durch eine Linkleitung von 16 cm Länge niederohmig verkoppelt. Von der Anode der zweiten ZF-Röhre (Pentode $Rö_5$) gelangt die ZF über die Bifilarspule $L_{50/51}$ an die zur Demodulation der Bild-ZF dienende Germaniumdiode D_3. Die Falle L_{52}, C_{57} ist auf den Tonträger abgestimmt und bildet die Tontreppe in der ZF-Durchlaßkurve.

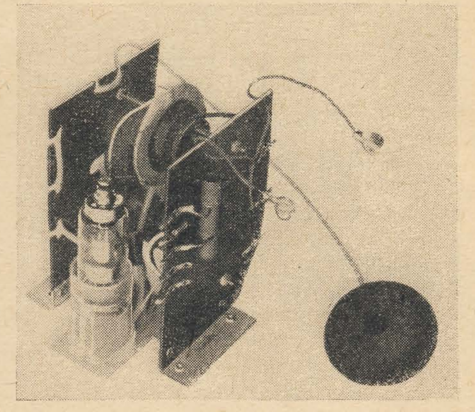


Videoteil

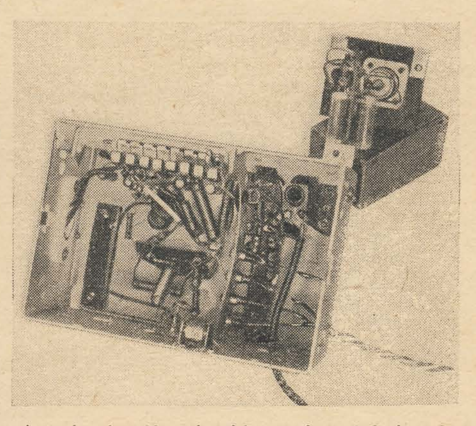
R_{52} ist der Arbeitswiderstand für den Videodemodulator. C_{58} dient als Siebkondensator für die Trägerfrequenz und gleichzeitig in Verbindung mit L_{53} als Sperrkreis für die fünfte Harmonische der ZF, die sich im Demodulator bildet. Die Störfrequenz fällt sonst in den Kanal 7 und kann zu Bildstörungen führen.
Der durch C_{58} hervorgerufene Abfall der hohen Videofrequenzen wird durch das Kopplungsnetzwerk (C_{58}, Dr_4; Dr_5, c_e der Röhre 6) kompensiert. Dr_3 dient als Sperre für die ZF und ihre Oberwellen. Der am Gitter 1 der Videoendröhre liegende Widerstand R_{53} kann als Meßpunkt für den Oszillografen, der die ZF- und die Gesamtdurchlaßkurve schreibt, benutzt werden. Zur Erzielung des gewünschten Videofrequenzganges bzw. zur Kompensation der Ausgangskapazität der Videoröhre, der Schalt- und Eingangskapazität der Bildröhre, sind der Katodenkondensator C_{60}, die Anodendrossel Dr_6 und der 5,5-MHz-Sperrkreis L_{54}, C_{61} eingefügt. Die Videoendstufe gibt bei etwa 20facher Verstärkung eine maximale Steuerspannung für die Bildröhre von ≈ 50 V ab.

Tonkanal

Der bei der Demodulation entstehende Tonzwischenträger von 5,5 MHz wird in der Videoröhre mit verstärkt und auf den DF-Verstärker gekoppelt. Die Röhre 3 ist als Begrenzer geschaltet und unterdrückt in Zusammenwirkung mit dem Ratiodetektor die AM-Störungen durch die Bildmodulation. Die günstigste AM-Unterdrückung kann mit R_{27} eingestellt werden und beträgt $\approx 1 : 100$. Als NF-Verstärker wird der Triodenteil der Röhre 3 verwendet, die die Endstufe Röhre 4 (≈ 1W bei $k = 5\%$) aussteuert.



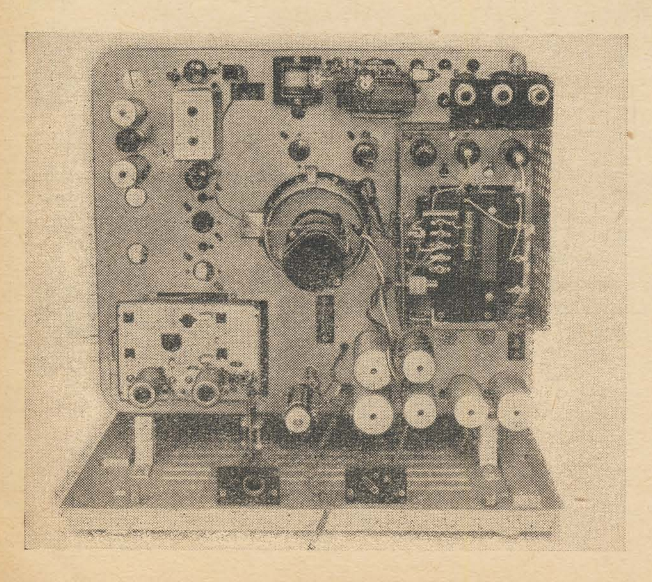
Hochspannungsteil des FS 01 „Weißensee"



Ansicht des Kanalwählers ohne Schaltwalze

Impulssieb

Die Synchronisationsimpulse werden positiv an der Anode der Videoröhre abgenommen und über den Trennkondensator für die Anodenspannung C_{62} und das Audionglied C_{53}, R_{44} auf das Gitter der Impulstrennröhre (Triodenteil $Rö_6$) gegeben. R_{57} sorgt dafür, daß das Videosignal nicht gedämpft wird. Durch die Gittergleichrichtung und die niedrige



Rückansicht des Chassis

Anodenspannung werden die Synchronimpulse in der Röhre 6 vom Bildinhalt getrennt. Im Triodenteil der Röhre 5 werden diese Impulse nochmals verstärkt und in die zur Synchronisation erforderliche positive Phasenlage gebracht. Die Vertikalsynchronimpulse werden in der Integrationskette (R_{72}, C_{81}; R_{71}, C_{81}) von den Zeilenimpulsen getrennt und dem Gitter des Bildsperrschwingers zugeführt.

Bildablenkstufe

Die Triode der Röhre 7 arbeitet als Sperrschwinger. Durch R_{68} und R_{67} kann die Frequenz des Bildsperrschwingers grob und fein geregelt werden. R_{79} ändert die Anodenspannung und damit die Bildhöhe. Die Bildendstufe ist durch ein umfangreiches Netzwerk gegengekoppelt. Mit R_{82} und R_{78} im Gegenkopplungszweig kann der Sägezahn verformt und damit die Linearität der unteren Bildhälfte und des oberen Bildrandes korrigiert werden. R_{83} und C_{88} dämpfen die hohen Spannungsspitzen der Rückschlagimpulse. Über C_{118} wird das Steuergitter der Bildröhre während des vertikalen Rücklaufes durch den Impuls negativ vorgespannt und somit der Strahl dunkel gesteuert. Im Schaltbild sind einige Oszillogramme für die Bildablenkstufe und die Zeilenablenkstufe eingezeichnet.

Zeilenablenkstufe

In der Phasenvergleichsbrücke wird der im Horizontalsperrschwinger erzeugte Impuls, der von einer besonderen Wicklung des Zeilentrafos abgenommen wird, mit dem vom Sender gelieferten Zeilensynchronimpuls verglichen. Je nach Vor- oder Nacheilen des Zeilenoszillators entsteht eine positive oder negative Regelspannung an C_{106}. Diese regelt innerhalb des Haltebereichs ($\approx \pm 1$ kHz) die Frequenz des Zeilensperrschwingers, in dessen Katodenkreis der stabilisierende Schwungradkreis liegt. Zur Erzeugung der Regelzeitkonstante und zur Unterdrückung von Regelschwingungen ist das aus R_{97}, C_{105} und C_{106} gebildete Netzwerk eingefügt. Mit den Einstellreglern R_{99} und R_{102} wird das Gleichgewicht der Brücke (0 V zwischen Meßpunkt A und B) und die Frequenz des Horizontalsperrschwingers einmalig abgeglichen.

Als „Zeilenfang" dient das von außen zu bedienende Potentiometer R_{96}. Über C_{111} gelangen die Zeilenimpulse direkt auf das Gitter der Zeilenendröhre (Rö$_8$).

Die Boosterspannung von 475 V wird nach Siebung durch R_{112} und C_{114} für die Anodenspannungsversorgung des Bildkippteiles und als Schirmgitterspannung für die Bildröhre herangezogen. Die Kontrastregelung geschieht durch Ändern der HF- bzw. der ZF-Verstärkung. Als negative Regelspannung werden die am Gitter der Zeilenendröhre gleichgerichteten Impulsspitzen nach Siebung durch R_{106} und C_{107} verwendet. Die Bildhelligkeit ist durch Vorspannungsregelung (R_{114}) am Bildröhrensteuergitter einstellbar, deren Potential gegen Masse positiv angehoben ist, da die Katode auf dem Potential der Anodenspannung von Röhre 6 liegt.

Umschaltung für die 43-cm-Bildröhre

Um das Gerät mit einer 43-cm-Bildröhre zu betreiben, wird neben den bereits beschriebenen mechanischen Änderungen durch eine Schaltlasche R_{63} des Siebwiderstandes für die Stromversorgung der Horizontalendstufe kurzgeschlossen. Dadurch erhöht sich die Hochspannung auf 13,5 kV, die Boosterspannung auf 550 V und die Zeilenbreite vergrößert sich auf das für die 43-cm-Bildröhre erforderliche Maß. Ist bei Betrieb an Gleichstromnetzen die Bildbreite zu gering, so kann durch eine dritte Stellung der Schaltlasche (R_{63}, R_{118} kurzgeschlossen) eine weitere Bildbreitenkorrektur erfolgen.

Kippteil mit Transistoren

In den Entwicklungslaboratorien der ganzen Welt erobern die Transistoren die bisher von den Röhren eingenommenen Funktionen langsam aber sicher. Beim Fernsehen scheint der Transistor zunächst weniger erfolgreich zu sein als auf dem Gebiet des Rundfunks, aber von Zeit zu Zeit werden Ergebnisses veröffentlicht, die recht interessant sind.

Das Schaltbild zeigt den Kippteil eines englischen Fernsehgeräts, das auf der letzten Ausstellung der „Television Society" zu sehen war. Das Gerät enthält sechs Transistoren mit folgenden Funktionen:

Tr$_1$ = Amplitudensieb und Trennstufe für Zeilenimpulse
Tr$_2$ = Trennstufe für Bildimpulse
Tr$_3$ = Zeilengenerator
Tr$_4$ = Bildgenerator
Tr$_5$ = Bildfrequenzvorverstärker
Tr$_6$ = Bildfrequenzendverstärker

Alle Transistoren, mit Ausnahme von Tr$_3$, welcher vom npn-Typ ist, sind pnp-Transistoren.

Der Eingang ist an die Videostufe über einen Kondensator von 2 μF angeschaltet. Tr$_1$ unterdrückt den Bildinhalt — Amplitudensieb — und läßt nur die Synchronisationsimpulse für die Zeilen- und Bildablenkung durch. Der Zeilenimpuls wird vom Kollektor der Tr$_1$ über einen Kondensator von 47 pF auf die Basis des Zeilengenerators Tr$_3$ übertragen, der als Ablenkspannung einen positiven Sägezahn von 45 V_{ss} liefert. Diese Spannung liegt über einen Trennkondensator von 0,01 μF am Zeilenausgang.

Der Bildimpuls gelangt vom Emitter des Tr$_1$ unmittelbar zum Emitter des Tr$_2$ und wird vom Kollektor dieses Transistors über einen Kondensator von 0,25 μF auf die Basis des Tr$_4$, des Bildgenerators, gegeben.

Die Zeilenfrequenz wird mittels des Potentiometers von 470 kΩ im Kollektorkreis des Tr$_3$ geregelt, die Bildfrequenz durch das Potentiometer von 22 kΩ im Kollektorkreis des Tr$_4$. Die Bildbreite und -höhe werden mit dem 220-kΩ-Potentiometer im Basiskreis von Tr$_5$ bzw. mit dem 47-Ω-Potentiometer im Emitterkreis vom Tr$_6$ eingestellt.

Bemerkenswert ist, daß trotz der niedrigen Ausgangsimpedanz des Tr$_6$ ein Kipptransformator verwendet wurde. Die Betriebsspannung beträgt 30 V. Die Typen der verwendeten Transistoren sind nicht angegeben. *-tt-*

Nach „La Télévision Professionelle" Nr. 260, April 1957

In Montreal (Kanada) wurde mit einem Aufwand von 20 Mill. Dollar ein Hotel mit 1200 Zimmern erbaut, das eine vorbildliche elektronische Ausstattung besitzt. Jedes Zimmer enthält einen Fernsehempfänger mit sechs Kanälen und einem siebenten Kanal, der die Sendungen der Hotelstudios zu empfangen erlaubt; ebenso befindet sich in jedem Raum ein Rundfunkgerät für den Empfang von vier Programmen und eine Wechselsprechstelle. Weiterhin sind Beleuchtung, Temperatur und Luftfeuchtigkeit elektronisch geregelt, desgleichen der Fahrstuhl. Im Konferenzsaal ist eine transistorisierte Dolmetscheranlage installiert.

La Radio-Revue 9 (1957)

Schaltbild des 13-Transistor-Autosupers der General Motors. Das Gerät ist mit pnp- und npn-Transistoren bestückt

Amerikanischer Volltransistor-Autosuper

Die General Motors Delco Radio Division hat einen Kraftwagenempfänger herausgebracht, der mit der auffallend hohen Zahl von 13 Transistoren bestückt ist. Der prinzipielle Aufbau des Geräts entspricht dem der üblichen Empfänger. Die Gegentaktendstufe ist mit Eingangs- und Ausgangstrafo auf einem getrennten Chassis aufgebaut. Die Bedienungsmöglichkeiten umfassen Lautstärke (vor dem NF-Treiber), Lautstärke ausgangsseitig (für Vordersitz- und Hintersitzlautsprecher getrennt einstellbar), Empfindlichkeitseinstellung und Senderwahl, kombiniert mit Druckknopfsteuerung des automatischen Sendersuchlaufes.

Der Frequenzbereich scheint sich auf den (amerikanischen) Mittelwellenbereich zu beschränken. Die Empfindlichkeit wird mit 1 μV für 1 W Sprechleistung angegeben. Die ZF liegt bei 262 kHz. Die Gegentaktendstufe kann bei Vollaussteuerung bis zu 10 W abgeben. An einer 12-V-Wagenbatterie beläuft sich der Stromverbrauch auf 0,6 A (diese Zahl ist sicher auf eine durchschnittliche Ausgangsleistung von 1 W bezogen); mehr als 50% dieses Stromes entfallen allerdings auf die Skalenbeleuchtung!

Die Schaltung zeigt, daß der Empfangsteil eine HF-Stufe, eine Mischstufe, einen Oszillator, drei ZF-Stufen, eine Demodulatorstufe, eine Treiberstufe und eine Gegentaktendstufe enthält. Bis auf letztere ist jede dieser Stufen mit je einem Transistor bestückt. Drei weitere Transistoren arbeiten als Regelspannungsverstärker bzw. in der Steuerschaltung für den automatischen Sendersuchlauf. Auffallend ist die Schaltung des Demodulators. Sie belastet den ZF-Verstärker infolge ihres hohen Eingangswiderstandes weniger und hat geringere Eigenverzerrungen als der einfache Diodengleichrichter, bedingt jedoch eine weitere Kristalldiode zur Regelspannungserzeugung.

Nach „Radio and TV-News“ Aug. 1957

Neues Langspielband

Unter der Bezeichnung „Doppelspielband DS 65“ bringt die Telefunken GmbH ein neues Langspielband auf den Markt. Als Schichtträger wurde der Polyester „Mylar“ verwendet. Die nachfolgende Tabelle ermöglicht einen guten Vergleich zwischen dem neuen Band und den bisher üblichen Bandsorten.

13 cm-Spule	Doppelspielband	Normalspielband	Langspielband
Länge	360 m	180 m	260 m
Stärke	etwa 26 μm	etwa 51 μm	etwa 37 μm
Spieldauer bei 4,75 cm/s	2 × 126 Min.	2 × 63 Min.	2 × 91 Min.
Spieldauer bei 9,5 cm/s	2 × 63 Min.	2 × 31,5 Min.	2 × 45,5 Min.

L. SCHMIEDEKIND

Der Frequenzgang beim Magnettonverfahren

Teil 2 und Schluß

Fragen der Normung

Der Frequenzgang des Magnettonverfahrens ist, wie im Teil 1 dieses Beitrages gezeigt, von Natur aus nicht geradlinig. Die genannten Einflüsse wie Omega-Gang, Entmagnetisierungsfaktor, Spalteffekt und Kopfverluste addieren sich, so daß sich bei konstantem Aufsprechstrom im Bereich tiefer Frequenzen zunächst ein mit 6 dB pro Oktave ansteigender Verlauf der Hörkopfspannung ergibt, der im Bereich höherer Frequenzen einen starken Abfall erfährt. Der bekannte typische Frequenzgang des Magnettonverfahrens muß teils durch Vorentzerrung im Aufsprechverstärker und teils durch Nachentzerrung im Wiedergabeteil korrigiert werden. Grundsätzlich wäre es gleichgültig, wie die Entzerrung im einzelnen erfolgt, wenn nur der Gesamtfrequenzgang zwischen unterer und oberer Frequenzgrenze möglichst konstant wird. Jede Korrektur im Aufsprechkanal vergrößert jedoch die nichtlinearen Verzerrungen, während jede Entzerrung im Wiedergabeverstärker die Dynamik verschlechtert. Aus diesem Grund muß ein Kompromiß geschlossen werden und, um die Austauschbarkeit von Bandaufnahmen zu gewährleisten, der Frequenzverlauf eines Kanals festgesetzt werden.

Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, den Abhörverstärker in seinem Frequenzgang festzulegen und zur Norm zu erheben [11]. Damit ist für eine Magnettonanlage, beim Benutzen einer bestimmten Bandsorte, die Eigenschaft des Aufsprechkanals ebenfalls eindeutig bestimmt. Um individuelle Eigenarten der verwendeten Köpfe und der Bandführung auszuschließen, gilt der genormte Frequenzverlauf des Wiedergabeverstärkers für einen idealen Hörkopf, d. h. für einen Kopf mit idealem Spalt und ohne die genannten Verluste. Die erforderliche Korrektur für den verwendeten realen Hörkopf muß zusätzlich vom Wiedergabeverstärker bewirkt werden. Das normgerechte Einstellen des Abhörverstärkers kann auf zwei verschiedene Arten erfolgen:

1. Beim Verwenden eines Testbandes (Bezugstonband) treten die Hörkopfverluste nicht in Erscheinung, so daß beim Abspielen des Frequenzgangteiles nur auf konstante Ausgangsspannung einzustellen ist. Der Frequenzgangteil des Bezugstonbandes ist in DIN 45513 für die verschiedenen Bandgeschwindigkeiten festgelegt (Bandflußkurve) und entspricht der besagten Normung des Wiedergabekanals.
2. Durch Ermitteln der einzelnen Verlustanteile des Hörkopfes, wie Spaltverlust, Wirbelstrom- und Hystereseverluste ist es möglich, unter Berücksichtigung des Omega-Ganges der Hörkopfspannung und der genormten Bandflußkurve den Frequenzgang des Abhörverstärkers ohne Bezugstonband einzustellen. Da diese Fragen in einem besonderen Beitrag ausführlich behandelt werden sollen, wird an dieser Stelle nicht weiter darauf eingegangen.

Das Einregeln des Aufsprechverstärkers erfolgt erst nach dem Einstellen des Wiedergabekanals, indem der günstigste Arbeitspunkt durch die HF-Vormagnetisierung für die verwendete Bandsorte ermittelt wird und danach der Gesamtfrequenzgang der Anlage auf einen möglichst geradlinigen Verlauf gebracht wird. Beim Verwenden eines Bezugstonbandes geschieht dieses Einstellen auf dem dafür vorgesehenen Leerteil.

Festlegungen nach DIN 45513

Das Bezugstonband, das der betriebsmäßigen Einstellung von Magnettonanlagen dient, besteht aus insgesamt vier Teilen:

1. Pegeltonteil
2. Aufzeichnung zur Spalteinstellung
3. Frequenzgangteil
4. Leerteil

Bezugspegel

Beim Abspielen des Pegeltonteiles ergibt sich der Bezugspegel. Diese Aufzeichnung erfolgt bei den Bandgeschwindigkeiten 76 und 38 cm/s mit 1000 Hz, bei 19 cm/s mit 333 Hz, bei 9,5 cm/s mit 166 Hz und legt die obere Aussteuerungsgrenze fest. Ein Tonband gilt als voll ausgesteuert, wenn der kubische Klirrfaktor der Wiedergabespannung einen Wert von 3 bzw. 5% erreicht hat. Der kubische Klirrfaktor ist deswegen gewählt worden, weil die dynamische Kennlinie des HF-Verfahrens wegen ihrer Symmetrie hauptsächlich kubische Verzerrungen verursacht [8]. Da die Aussteuerung der verschiedenen Bandsorten unterschiedlich ist und die Einstellung des Arbeitspunktes der Vormagnetisierung von Fall zu Fall verschieden sein kann, ist diese Definition der Aussteuerungsgrenze jedoch nicht ganz eindeutig. Aus diesem Grund wurde dem Bezugspegel der remanente Bandfluß der Aufzeichnung zugrunde gelegt. Die Wahl dieser Größe als Maß für die Aussteuerung eines Bandes ermöglicht die Angabe eines leicht vergleichbaren Zahlenwertes, der von den Band- und Geräteeigenschaften unabhängig ist. Er gestattet weiterhin die zu erwartenden Spannungen am Ausgang des Wiedergabekanals für beliebige Kopfkonstruktionen rechnerisch zu ermitteln. Das Festlegen des Bezugspegels durch den remanenten Bandfluß erfolgt so, daß dieser in allen Fällen unter dem Wert der durch den Klirrfaktor definierten Vollaussteuerung liegt. Für die verschiedenen Klassen wurde der Bandfluß für den Bezugspegel wie folgt festgesetzt und soll mit einer Genauigkeit von ±5% von den Bezugstonbändern eingehalten werden:

Klasse 1 (76,2 cm/s) 100 mMaxwell
Klasse 2 (38,1 cm/s) 200 mMaxwell
Klasse 3 (19,05 cm/s) 160 mMaxwell
Klasse 4 (9,53 cm/s) 160 mMaxwell.

Eine Messung des Bandflusses ist nicht ohne weiteres möglich und kann nur ballistisch erfolgen, über den Umweg einer äquivalenten Gleichflußaufzeichnung.

Spalteinstellung

Der zweite Teil des Bezugstonbandes dient zum Eintaumeln des Hörkopfspaltes. Diese Aufzeichnung erfolgt für die Klassen 1 und 2 mit 10000 Hz, für die Klasse 3 mit 8000 Hz und für die Klasse 4 mit 6000 Hz, etwa 10 dB unter dem Bezugspegel. Die Justierung des Hörkopfes wird in der Weise vorgenommen, daß auf maximale Ausgangsspannung eingestellt wird. Der Winkel zwischen Bandlaufrichtung und Aufzeichnungsrichtung beträgt dabei 90° ± 3′. Diese geringe Winkeltoleranz kann vom Hersteller des Bezugstonbandes nur bei Verwendung einer optischen Meß- und Justiereinrichtung garantiert werden und setzt eine präzise Bandführung voraus [2].

Frequenzgang des Bandflusses

Der Normung des Wiedergabekanals für einen idealen Hörkopf entspricht die Festlegung des Frequenzganges des remanenten Bandflusses. Die Studiengruppe X des CCIR[1]) hat 1952 in Genf beschlossen, daß die Aufzeichnung bei 76 und 38 cm/s so erfolgen soll, daß die remanente Magnetisierung im Band den gleichen Frequenzverlauf haben soll, wie der Scheinwiderstand einer Parallelschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer Kapazität mit einer Zeitkonstanten von 35 μs.

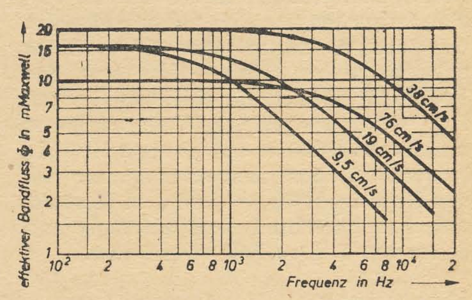


Bild 5: Bandflußkurven für die vier Geschwindigkeiten nach DIN 45513

Die Bandflußkurven für die kleineren Bandgeschwindigkeiten wurden für 19 cm/s zu 100 μs und für 9,5 cm/s zu 200 μs festgesetzt. Im Bild 5 sind die Bandflußkurven für die vier Bandgeschwindigkeiten dargestellt, wie sie nach DIN 45513 für den Frequenzgangteil des jeweiligen Bezugstonbandes gelten. Der Pegel dieser Aufzeichnung liegt 20 dB unter dem entsprechenden Bezugspegel; der Grund hierfür wird noch besprochen. Der Abhörverstärker wird beim Abspielen des Frequenzgangteiles auf konstante Ausgangsspannung eingestellt.

[1]) Commission Consultative Internationale de Radiodiffusion

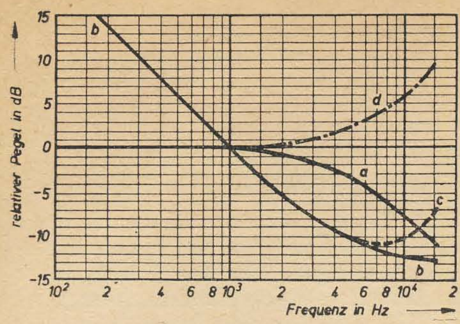


Bild 6: a) 35-μs-Bandflußkurve
b) Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers für idealen Kopf
c) Korrektur für realen Hörkopf
d) grundsätzlicher Frequenzgang des Aufsprechverstärkers

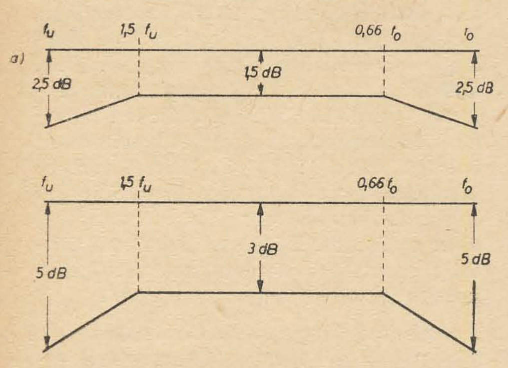


Bild 7: a) Toleranz des Frequenzganges des Wiedergabeteils
b) Toleranz des Gesamtfrequenzganges

Der notwendige Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers für einen idealen Hörkopf läßt sich aus der Bandflußkurve unter Berücksichtigung des Omega-Ganges der Hörkopfspannung ableiten und ist für den genormten 35-μs-Höhenabfall (76 und 38 cm/s) im Bild 6 dargestellt. Die zugehörige Bandflußkurve ist zu Vergleichszwecken noch einmal aufgetragen. Die durch die auftretenden Kopfverluste notwendige zusätzliche Korrektur des Frequenzganges ist für einen praktischen Fall (38 cm/s) gestrichelt eingezeichnet und macht sich hier erst ab etwa 6000 Hz bemerkbar. Diese Korrektur ist nur von den Kopfeigenschaften und dem Kontakt zwischen Band und Kopf abhängig und daher von Fall zu Fall verschieden.

Einstellung des Aufsprechverstärkers

Der Leerteil des Bezugstonbandes dient zum frequenzmäßigen Einstellen des Aufsprechverstärkers und dem Einregeln der HF-Vormagnetisierung. Bei konstanter Eingangsspannung am Aufsprechverstärker soll die Aufzeichnung auf dem Tonträger ebenfalls nach der festgelegten Bandflußkurve erfolgen, damit der Frequenzgang „über alles" linear wird. Der Entmagnetisierungsfaktor des Bandes bewirkt beim Aufzeichnungsvorgang eine Dämpfung der hohen Frequenzen (kleine Wellenlängen), die über den genormten Höhenabfall des Bandflusses hinausgeht. Aus diesem Grunde muß der zur Aufzeichnung verwendete Sprechstrom im Bereich höherer Frequenzen angehoben werden. Diese Anhebung ist von der verwendeten Bandsorte und vom gewählten Arbeitspunkt abhängig; sie ist für den genannten praktischen Fall ebenfalls im Bild 6 eingetragen (strichpunktiert). Ein Anheben der Höhen beim Aufsprechvorgang ist deswegen möglich, weil diese Frequenzanteile bei Sprache, Musik oder Geräuschen nur mit sehr geringen Amplituden vorkommen und so keine Übersteuerung hervorrufen können. Durch die Höhenanhebung bei der Aufnahme bedingt, muß das Ausmessen des Frequenzganges zum Einstellen des Aufsprechkanals unter der Vollaussteuerung erfolgen, da es bei der Aufzeichnung hoher Frequenzen mit vollem Pegel zu starken Übersteuerungen käme. Der Frequenzgangteil des Bezugstonbandes liegt aus diesem Grund 20 dB unter dem Bezugspegel.
Die beim Abspielen des Pegeltonteiles gemessene Ausgangsspannung am Wiedergabeverstärker wird beim Ermitteln der Aufsprechverstärker - Eingangsspannung für Vollaussteuerung[1]) zugrunde gelegt.
Das Eintaumeln des Sprechkopfspaltes erfolgt unter gleichzeitiger Aufnahme und Wiedergabe einer hohen Frequenz, wobei auf maximale Ausgangsspannung des Wiedergabeverstärkers eingestellt wird. Damit ist gewährleistet, daß der Sprechkopfspalt genau parallel zum Hörkopfspalt und damit auch senkrecht zur Bandlaufrichtung steht.

Festlegung nach DIN 45511

Die Qualität einer Tonaufzeichnung hängt sowohl von den elektrischen wie auch von den mechanischen Eigenschaften der verwendeten Apparatur entscheidend ab. Die elektrisch bedingten Größen wie Frequenzgang, Klirrfaktor und Störspannungsabstand (Dynamik) sind hauptsächlich durch die Verstärker, die Köpfe und die Bandeigenschaften bedingt und wurden bereits erwähnt. Die mechanischen Eigenschaften eines Gerätes betreffen vor allem die Gleichförmigkeit der Tonträgergeschwindigkeit. Mechanische Störungen können einen unruhigen Lauf sowie periodische oder nichtperiodische Gleichlaufschwankungen des Tonträgers zur Folge haben, die sich als Verzerrungen, Tonhöheschwankungen oder „Jaulen" auswirken.
Unter Berücksichtigung der an die Geräte der einzelnen Klassen zu stellenden Qualitätsforderungen, erfolgte eine Festlegung der mechanischen und elektrischen Geräteeigenschaften in DIN 45511. Die wichtigsten, hier interessierenden Mindestforderungen sind in obiger Tabelle zusammengefaßt.

Klasse	1	2	3	4
Bandgeschwindigkeit in cm/s	76,2	38,1	19,05	9,53
langzeitige Geschwindigkeitsschwankungen über 1 min in %	0,2	0,3	0,8	2,0
kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen über 0,1 Hz in %	±0,2	±0,3	±0,3	±0,5
Grenzfrequenz, untere in Hz	40	40	50	100
obere in kHz	15	15	10	6
Klirrfaktor bei Vollaussteuerung in %	3	3	5	5
Fremdspannungsabstand in dB	55	50	—	—
Ruhegeräuschspannungsabstand in dB	65	60	—	—

Die mechanischen Festlegungen betreffen vor allem die Toleranz der Bandgeschwindigkeit, wobei zwischen langzeitigen und kurzzeitigen Geschwindigkeitsschwankungen unterschieden wird. Die Forderungen an die elektrischen Eigenschaften einer Magnettonanlage betreffen hauptsächlich den Frequenzgang, den Klirrfaktor und den Fremdspannungs- bzw. Ruhegeräuschspannungsabstand. Mit den Festlegungen der unteren und der oberen Frequenzgrenze für die Geräte der einzelnen Klassen ergeben sich die zulässigen Abweichungen des Frequenzganges, der einmal für den Wiedergabeteil, zum anderen für die Gesamtanlage innerhalb der im Bild 7 dargestellten Toleranzfelder liegen soll.

Literatur

[11] H. Schieszer u. O. Schmidbauer: Beitrag zur Normung der Magnettontechnik, Frequenz, Nr. 8 (1952) S. 222.

[12] H. Lennartz: Der Aufsprech- und Wiedergabevorgang, Funktechnik, Nr. 22 (1952) S. 610.

[13] H. Lennartz: Löschvorgang, Spalteffekt, Selbstentmagnetisierungseffekt, Funktechnik, Nr. 23 (1952) S. 628.

[14] W. Reichardt: Grundlagen der Elektroakustik, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1954, S. 469 bis 492.

[1]) Festlegung der Aussteuerungsgrenze durch den Bezugspegel.

Wirkung von Sonnenflecken

Die Ergebnisse des Studiums der Sonnenflecken stehen der allgemeinen Ansicht entgegen, daß alle Sonnenflecken für den Funkverkehr nachteilig wären. Die von John H. Nelson, RCA Communications Inc., seit langem geführten Untersuchungen „... beweisen, daß die internationalen Radioverbindungen besser werden, wenn die Anzahl der Sonnenflecken anwächst". In seinem Bericht stellt Mr. Nelson fest: „Es gibt so etwas wie ‚schlechte Sonnenflecken', jedoch ist zum Glück für die internationalen Radioverbindungen ein Überschuß an ‚guten Sonnenflecken' vorhanden, die den Wirkungen der gelegentlich auftretenden ‚schlechten Flekken' entgegenwirken." Mr. Nelson beweist seine theoretischen Arbeiten mit folgenden Meßergebnissen: Im Februar 1956 stieg innerhalb acht Tagen die Zahl der Sonnenflecken von 40 auf 270. Trotz dieser Situation verbesserten sich tatsächlich die Radioverbindungen aller RCA-Stationen. *Nach „Radio Electronics" Juli 1957*

GERHARD HOHMUTH

Plattenspieler im Kraftwagen

Vielfältig sind die Anforderungen, die heute an Schallplattengeräte gestellt werden. Durch die Einführung der Mikrorillenschallplatten war es zwar möglich, wesentlichen Wünschen der Musikliebhaber gerecht zu werden, gleichzeitig sind jedoch die Anforderungen an die Schallplattengeräte wesentlich gestiegen. Im folgenden soll über eine Entwicklung aus den USA berichtet werden, die zeigt, daß die Entwicklung der Schallplatte und der dazugehörigen Wiedergabegeräte noch viele Möglichkeiten bietet und unter Ausschöpfung aller Mittel, die die Technik zur Zeit bieten kann, geradezu verblüffende Lösungen gefunden werden können.

Der Rundfunkempfänger im Kraftfahrzeug gehört in den USA zur Selbstverständlichkeit. Seine Beliebtheit erklärt sich u. a. damit, daß er auf den durch die großen Weiten des Landes bedingten langen Strecken oft die einzige Abwechslung bietet. Da aber die Programmauswahl anch dort offenbar nicht immer den Anforderungen der Kraftfahrer entspricht, entstand der Wunsch nach einem Speichergerät, das gestattet, unabhängig von Zeit und Ort sowie dem Programm der Sender, die gewünschte Unterhaltung zu bieten. Seit dem Jahre 1956 rüstet die Chrysler Corporation ihre Fahrzeuge mit einem in Verbindung mit Colombia Broadcasting-System (CBS) entwickelten Plattenspieler aus, der auf Grund der geringen Abmessungen (etwa 300 × 200 × 80 mm) unterhalb des Armaturenbrettes montiert, in Verbindung mit den sechs im Schallplattengerät untergebrachten Schallplatten und dem NF-Teil des Autoempfängers ein zehnstündiges Musik-„Eigenprogramm“ (ohne Wiederholungen!) gestattet (Bild 1).



Bild 1: Autoplattenspieler montiert unterhalb des Armaturenbrettes. Frontplatte geöffnet zum Auflegen einer Schallplatte

Auf Grund von Voruntersuchungen wurde das Nadeltonverfahren dem Magnettonverfahren vorgezogen. Als Hauptgrund wird die einfachere Bedienung eines halbautomatischen Plattenspielers gegenüber einem Magnetbandgerät angegeben. Darüber hinaus spielte auch der höhere Preis des Gerätes und des Bandes je Spielminute sowie das größere Volumen des Magnetbandgerätes und der erforderlichen Bänder eine Rolle. Vor allem wird das Einlegen des Bandes als Nachteil empfunden; bei der Anwendung von Kassetten würden die Kosten und der Raumbedarf weiter ansteigen, so daß deren Anwendung ebenfalls als nicht tragbar erschien. Diese Nachteile konnten vom Hauptvorteil eines Bandgerätes, der Erschütterungsempfindlichkeit, nicht aufgewogen werden.

Ist schon die Tatsache, daß ausgerechnet ein Plattenspieler zum Einsatz in einem Kraftfahrzeug ausgewählt wurde, erstaunlich genug, so dürfte die Verwunderung noch ansteigen, wenn man die Kenndaten der verwendeten Schallplatte kennt.

Gewählt wurde ein Schallplattendurchmesser von 7 Zoll, das entspricht dem Durchmesser der M-45-Kleinplatte, nämlich 175 mm. Dieser Plattendurchmesser ermöglicht den Aufbau eines ausreichend kleinen Plattenspielers. Die Mikrorillenschallplatten M 45 erlauben je Plattenseite eine maximale Laufzeit von 8 bis 9 Minuten. Reduziert man die Plattentellerdrehzahl, so steigt, bei sonst gleichen Daten, die mögliche Spieldauer um den gleichen Faktor, allerdings unter gleichzeitiger Reduzierung der oberen Grenzfrequenz. Für Sprachzwecke sind verschiedentlich Schallplatten mit $16^2/_3$ U/min üblich. Bei der Anwendung dieser Drehzahl im Autoplattenspieler wird je Plattenseite eine Laufzeit von 22 bis 24 Minuten erreicht. Das wäre eine durchaus annehmbare Laufzeit, jedoch dürften die Wiedergabegeräte auf Grund der auf etwa 4 kHz reduzierten oberen Grenzfrequenz nicht den heutigen Ansprüchen genügen. Die CBS ging daher einen Schritt weiter und reduzierte die beim sogenannten Mikrorillenprofil üblichen Abmessungen auf die Hälfte (22 Rillen/mm); damit erhält man also eine Mikro-Mikrorillenschallplatte, die bei nochmals verdoppelter Laufzeit, also etwa 45 Minuten, den Frequenzbereich der üblichen Mikrorillenschallplatten besitzt.

Für die Aufzeichnung von Sprache, offenbar ebenfalls sehr beliebt, wird eine etwas andere Aufzeichnungscharakteristik gewählt und auch der Spiegel etwas kleiner im Durchmesser zugelassen. Als Folge davon steigt die Spieldauer bis auf eine Stunde. Die Dynamik ist auf Grund der durch die Reduzierung der Rillenabmessungen und der Drehzahl erfolgten Verminderung der Rillenauslenkung niedriger als die der Mikrorillenschallplatten. Die etwa erreichten 40 dB dürften jedoch für dieses Anwendungsgebiet vollständig befriedigen.

Die Abtastung erfolgt mit einem Verrundungsradius der Abtastspitze von 12 μ (gegenüber 25 μ bei Mikrorillen) und einer Auflagekraft von etwa 2,5 p.

Während in den bisherigen Ausführungen die Grundgedanken und Daten der verwendeten Schallplatte abgeleitet wurden, soll im folgenden der in das Kraftfahrzeug eingebaute Plattenspieler, der ebenfalls in wesentlichen Punkten von der herkömmlichen Ausführung der Plattenspieler abweicht, einer näheren Betrachtung unterzogen werden.

Als Antrieb dient ein Streufeldmotor mit asynchroner Charakteristik, der über einen 60-Hz-Zerhacker aus der 12-V-Batterie gespeist wird. Durch die Kombination Zerhacker—Wechselstrommotor ist kein Gleichstromregelmotor erforderlich. Die Drehzahl ist so ohne Regler weitgehend unabhängig von der Batteriespannung. Der der Abnutzung unterliegende Zerhacker ist leicht auswechselbar.

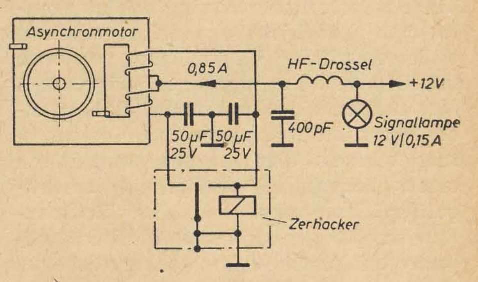


Bild 2: Schaltbild des Motors

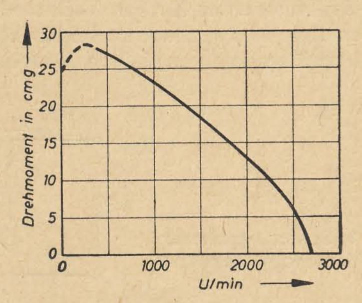


Bild 3: Drehmoment-Drehzahlcharakteristik des Motors

Das Gerät ist mit einer Batteriespannung zwischen 10,5 und 16 V betriebsfähig. Die Drehmoment-Drehzahlcharakteristik des Motors, dessen Schaltung im Bild 2 dargestellt ist, zeigt Bild 3. Die Umgebungstemperatur darf nicht unter 15° sinken, da sonst das außerordentlich geringe Drehmoment im Betriebspunkt nicht ausreicht, die Solldrehzahl des Plattentellers zu erreichen.

Der Motor mit horizontaler Welle hängt in Schwingmetallfederungen zur Dämpfung der Motorerschütterungen. Zur Drehzahlstabilisierung sitzt auf der Motorwelle ein Schwungrad, da der Plattenteller auf Grund seiner geringen Masse und der niedrigen Drehzahl keine ausgleichende Wirkung aufweist. Der Plattenteller ist, wie üblich, durch einen Stift zentrisch geführt, läuft aber auf drei Rollen am Rande, wovon eine über eine Zwischenübersetzung und ein Kardangelenk von

Fortsetzung auf Seite 718

Dipl.-Ing. ALEXANDER RASCHKOWITSCH

MESSGERÄTE UND MESSVERFAHREN

Strom- und Spannungsmessungen mit dem Drehspulmeßwerk

Mit unserer Beitragsfolge „Meßgeräte und Meßverfahren", deren 1. Teil im Heft 9 (1957) erschien, wollen wir dem Nachwuchs eine Einführung in die Meßtechnik geben. Nachdem Dipl.-Ing. Raschkowitsch im Heft 9 die meßtechnischen Grundlagen und gebräuchliche Meßwerkarten behandelte, geht er im folgenden auf die Strom- und Spannungsmessungen mit dem Drehspulmeßwerk bei Gleich- und Wechselstrom sowie Hochfrequenz ein.

Messungen bei Gleichstrom

Da die Drehspulen mit Rücksicht auf ihr geringes Gewicht aus sehr dünnem Draht gewickelt werden und die leichten Spiralfederchen nur wenig Strom führen können, eignen sich die spitzengelagerten Drehspulmeßwerke zunächst nur für die Messung schwacher Ströme (0,1 bis 100 mA) und kleiner Spannungen (etwa 150 mV).

Spannungsmessung

Die Spannungsmessung erfolgt parallel zum Meßobjekt und erfordert einen außerordentlich kleinen Strom von etwa 0,1 bis 1 mA. Der Meßbereich wird durch Vorschalten eines geeigneten Widerstandes vergrößert, d. h., die Spannungsmessung wird auf eine Strommessung durch einen bekannten Widerstand zurückgeführt. Man verwendet daher für Spannungsmessungen stromempfindliche Meßwerke mit einem Vollausschlag von etwa 20 bis 100 μA. Mit Rücksicht auf die erforderliche Mindestleistung zur Erzielung des Drehmomentes für den Vollausschlag haben diese Meßwerke einen relativ hohen Spulenwiderstand von einigen Kiloohm.

Bild 1: Spannungsmesser mit Vorschaltwiderstand

Der größere Teil der Meßspannung wird vom Vorwiderstand R_v aufgenommen und nur der kleinere Teil vom Meßwerk (R_i) gemessen. Soll bei einem Spannungsmesser (Voltmeter) mit dem Instrumentenwiderstand R_i der Meßbereich U_i auf $U = n U_i$ erweitert werden, dann ist ihm ein Vorwiderstand von solcher Größe vorzuschalten, daß bei Vollausschlag der Strom $I = I_i = \frac{U_i}{R_i}$ fließt. Entsprechend Bild 1 erhalten wir:

$$n = \frac{U}{U_i} = \frac{I\,(R_v + R_i)}{I\,R_i} = \frac{R_v}{R_i} + 1$$

oder

$$\frac{R_v}{R_i} = n - 1$$

Für den Vorwiderstand gilt schließlich:

$$R_v = R_i\,(n - 1)$$

Bei Mehrfachspannungsmessern mit angezapftem Vorwiderstand ist bei der Berechnung die obige Gleichung schrittweise anzuwenden (Bild 2).

Beispiel 1:

Ein Spannungsmesser mit den Daten 0,1 V/100 Ω soll durch Vorwiderstände für die Meßbereiche 6 V, 150 V und 300 V eingerichtet werden. Wie groß sind die einzelnen Widerstände und die Stromstärke sowie der Eigenverbrauch des Meßgerätes bei Vollausschlag?

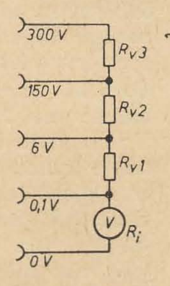


Bild 2: Mehrfachspannungsmesser mit angezapftem Vorwiderstand

Lösung:

Die Stromstärke bei Vollausschlag erhalten wir für alle Meßbereiche aus den Daten des Meßwerkes zu:

$$I = I_i = \frac{0{,}1\ \text{V}}{100\ \Omega} = 1\ \text{mA}$$

und den Eigenverbrauch des Meßwerkes allein damit zu:

$$N_i = U_i I_i = 0{,}1\ \text{V} \cdot 1\ \text{mA} = 0{,}1\ \text{mW}$$

Für die einzelnen Vorwiderstände gilt nach Bild 2 mit $n_1 = \frac{6}{0{,}1} = 60$; $n_2 = \frac{150}{6} = 25$ und $n_3 = \frac{300}{150} = 2$:

$$R_{v1} = R_i\,(n_1 - 1) = 100\,(60 - 1) = 5900\ \Omega$$

$$R_{v2} = (R_i + R_{v1})\,(n_2 - 1) = (100 + 5900)\,(25 - 1) = 114\,000\ \Omega$$

$$R_{v3} = (R_i + R_{v1} + R_{v2})\,(n_3 - 1) = (100 + 5900 + 144\,000)\,(2 - 1) = 150\,000\ \Omega$$

Der Eigenverbrauch steigt mit dem Meßbereich an, und zwar gilt:

$$N_1 = (R_i + R_{v1})\,I^2 = (100 + 5900) \cdot 10^{-6} = 0{,}006\ \text{W}$$

$$N_2 = (R_i + R_{v1} + R_{v2})\,I^2 = 150000 \cdot 10^{-6} = 0{,}15\ \text{W}$$

$$N_3 = (R_i + R_{v1} + R_{v2} + R_{v3})\,I^2 = 300000 \cdot 10^{-6} = 0{,}3\ \text{W}$$

Die Vorwiderstände werden aus Manganindraht hergestellt, da Manganin (86 Cu 12 Mn 2 Ni) einerseits einen hohen spezifischen Widerstand besitzt ($\varrho = 0{,}43\ \text{mm}^2/\text{m}$) und andererseits einen vernachlässigbar kleinen Temperaturbeiwert hat ($\alpha_{20} = \pm 0{,}01 \cdot 10^{-3}/°\,\text{C}$). Durch die letztere Eigenschaft erzielt man gleichzeitig eine wesentliche Minderung des Temperatureinflusses auf die Anzeige. Dieser ist um so geringer, je größer der Vorwiderstand im Verhältnis zum Drehspulwiderstand (Kupfer) ist.

Für die Temperaturabhängigkeit des Instrumentenwiderstandes R_i und des Vorwiderstandes R_v kann geschrieben werden:

$$R_{it} = R_i\,(1 + \alpha_{Cu}\,\Delta t)$$

und

$$R_{vt} = R_v\,(1 + \alpha_{Mn}\,\Delta t)$$

bei Reihenschaltung gilt also:

$$R = R_i + R_v$$

oder

$$R_t = R\,(1 + \alpha\,\Delta t) = R_i\,(1 + \alpha_{Cu}\,\Delta t) + R_v\,(1 + \alpha_{Mn}\,\Delta t)$$

Für den Temperaturbeiwert der Reihenschaltung α gilt schließlich:

$$\alpha = \frac{R_i\,\alpha_{Cu} + R_v\,\alpha_{Mn}}{R_i + R_v}$$

Beispiel 2:

Wie groß ist der Gesamttemperaturbeiwert der einzelnen Meßbereiche des im Beispiel 1 berechneten Spannungsmessers?

Lösung:

Mit $\alpha_{Cu} = 0{,}004/°\,\text{C}$, $\alpha_{Mn} = 0{,}01 \cdot 10^{-3}/°\,\text{C}$ und $R_i = 100\ \Omega$ erhalten wir:

$$\alpha_1 = \frac{100 \cdot 0{,}004 + 5900 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-3}}{100 + 5900} = 0{,}07 \cdot 10^{-3}/°\,\text{C}$$

$$\alpha_2 = \frac{100 \cdot 0{,}004 + 149\,900 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-3}}{100 + 149\,900} = 0{,}0126 \cdot 10^{-3}/°\,\text{C}$$

$$\alpha_3 = \frac{100 \cdot 0{,}004 + 299\,900 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-3}}{100 + 299\,900} = 0{,}01133 \cdot 10^{-3}/°\,\text{C}$$

Mit zunehmender Vorschaltung nimmt also der Gesamttemperaturbeiwert ab. Bei genügend hohem Vorwiderstand arbeitet das Meßgerät praktisch mit eingeprägtem Strom, da der Meßwerkstrom bei gegebener Meßspannung durch den Vorwiderstand bestimmt wird. Bei praktisch temperaturunabhängigem Vorwiderstand ist auch der ihn durchfließende Strom und damit auch die Anzeige des Spannungsmessers von den Schwankungen der Raumtemperatur unabhängig.

Strommessung

Bei Strommessung liegt das Meßwerk im Zuge der Leitung, deren Strom gemessen werden soll. Der Meßstrom wird von dem Belastungswiderstand R_b bestimmt und dem Meßwerk eingeprägt (Bild 3). Der Instrumentenwiderstand R_i, der sich aus dem Spulenwiderstand und dem Widerstand der Rückstellfedern zusam-

mensetzt, beeinflußt die Strommessung nicht. Er verursacht lediglich einen Spannungsabfall, der durch Verwendung spannungsempfindlicher Meßwerke sehr klein gehalten werden kann (10 bis 50 mV).

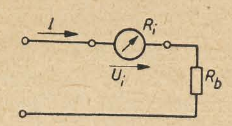


Bild 3: Strommesser im Leitungszug

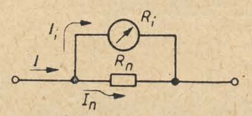


Bild 4: Strommesser mit Nebenschlußwiderstand

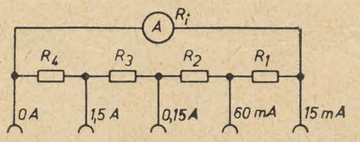


Bild 5: Mehrfachstrommesser mit angezapftem Nebenwiderstand

Diese Meßwerke haben daher einen relativ geringen Spulenwiderstand von nur einigen Ohm, um den erforderlichen Meßwerkstrom zur Erzielung der Mindestleistung für das Drehmoment zu erhalten.

Zur Erfassung größerer Meßbereiche verwendet man sogenannte Nebenwiderstände. Der Meßstrom teilt sich dabei in zwei Teile, von denen nur der kleinere durch das Meßwerk fließt und gemessen wird (Bild 4). Weil aber zwischen ihm und dem Gesamtstrom eine einfache Beziehung besteht, kann auch dessen Stärke angegeben werden. Soll beim Strommesser (Amperemeter) mit dem Instrumentenwiderstand R_i der Meßbereich I_i auf $I = n I_i$ erweitert werden, so ist ihm ein Nebenschlußwiderstand von solcher Größe parallel zu schalten, daß bei Vollausschlag am Meßwerk die Spannung $U = U_i = I_i R_i$ herrscht. Entsprechend Bild 4 erhalten wir:

$$n = \frac{U(G_n + G_i)}{U G_i} = \frac{G_n}{G_i} + 1 = \frac{R_i}{R_n} + 1$$

oder

$$\frac{R_i}{R_n} = n - 1$$

Für den Nebenschlußwiderstand gilt schließlich:

$$R_n = R_i \frac{1}{n-1}$$

Bei der Berechnung von Mehrfachstrommessern mit angezapftem Nebenwiderstand ist die obige Gleichung schrittweise anzuwenden (Bild 5).

Beispiel 3:

Das Meßwerk aus Beispiel 1 mit den Daten 0,1 V/100 Ω soll durch einen angezapften Nebenwiderstand für die Meßbereiche 15 mA, 60 mA, 150 mA und 1,5 A erweitert werden. Wie groß sind die einzelnen Widerstände und der Spannungsverbrauch des Meßgerätes bei Vollausschlag?

Lösung:

Für die einzelnen Teilwiderstände gilt mit $I_i = 1$ mA, $n_1 = 15$, $n_2 = 60$, $n_3 = 150$ und $n_4 = 1500$ nach Bild 5:

$$R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = R_i \frac{1}{n_1 - 1}$$

$$R_2 + R_3 + R_4 = (R_i + R_1) \frac{1}{n_2 - 1}$$

$$R_3 + R_4 = (R_i + R_1 + R_2) \frac{1}{n_3 - 1}$$

$$R_4 = (R_i + R_1 + R_2 + R_3) \frac{1}{n_4 - 1}$$

Die Lösung der obigen vier Gleichungen erfolgt am zweckmäßigsten schrittweise. Für den gesamten Nebenwiderstand R_{n1} erhalten wir:

$$R_{n1} = \frac{R_i}{n_1 - 1} = \frac{100}{15 - 1} = 7{,}15\ \Omega$$

Der Teilnebenwiderstand R_{n2} ergibt sich aus der zweiten Gleichung mit $R_1 = R_{n1} - R_{n2}$ (vgl. Bild 5) zu:

$$59\ R_{n2} = R_i + R_{n1} - R_{n2}$$

oder

$$60\ R_{n2} = R_i + R_{n1} = 100 + 7{,}15 = 107{,}15\ \Omega$$

und schließlich:

$$R_{n2} = \frac{107{,}15}{60} = 1{,}79\ \Omega$$

Damit erhalten wir für den Teilwiderstand R_1 den Wert:

$$R_1 = R_{n1} - R_{n2} = 7{,}15 - 1{,}79 = 5{,}36\ \Omega$$

Der Teilnebenwiderstand R_{n3} ergibt sich aus der dritten Gleichung mit $R_1 + R_2 = R_{n1} - R_{n3}$ zu:

$$150\ R_{n3} = R_i + R_{n1} = 107{,}15\ \Omega$$

oder

$$R_{n3} = \frac{107{,}15}{150} = 0{,}715\ \Omega$$

Damit gilt für den Teilwiderstand R_2:

$$R_2 = R_{n1} - R_{n3} - R_1 = 7{,}15 - 0{,}71 - 5{,}36 = 1{,}08\ \Omega$$

Der Teilnebenwiderstand $R_{n4} = R_4$ berechnet sich aus der vierten Gleichung mit $R_1 + R_2 + R_3 = R_{n1} - R_4$ zu:

$$1500\ R_4 = R_i + R_{n1} = 107{,}15\ \Omega$$

oder

$$R_4 = \frac{107{,}15}{1500} = 0{,}07\ \Omega$$

Damit erhalten wir für den Teilwiderstand R_3:

$$R_3 = R_{n1} - R_1 - R_2 - R_4 = 7{,}15 - 5{,}36 - 1{,}08 - 0{,}07 = 0{,}64\ \Omega$$

Der Spannungsverbrauch beträgt $U_i = R_i I_i = 100$ mV. Er nimmt mit der Vorschaltung im Meßzweig etwas zu.

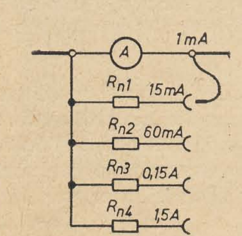


Bild 6: Mehrfachstrommesser mit umschaltbaren Nebenwiderständen

Beispiel 4:

Das Meßwerk aus Beispiel 3 ist durch umschaltbare Nebenwiderstände für die gleichen Strommeßbereiche einzurichten:

Lösung:

Für die einzelnen Nebenwiderstände gilt nach Bild 6:

$$R_{n1} = \frac{R_i}{n_1 - 1} = \frac{100}{15 - 1} = 7{,}15\ \Omega$$

$$R_{n2} = \frac{R_i}{n_2 - 1} = \frac{100}{60 - 1} = 1{,}695\ \Omega$$

$$R_{n3} = \frac{R_i}{n_3 - 1} = \frac{100}{150 - 1} = 0{,}672\ \Omega$$

$$R_{n4} = \frac{R_i}{n_4 - 1} = \frac{100}{1500 - 1} = 0{,}066\ \Omega$$

Der Spannungsverbrauch ist hier für alle Meßbereiche der gleiche (100 mV).

Entsprechend Bild 4 wird bei Meßbereicherweiterung durch Nebenwiderstände die Strommessung nicht mit eingeprägtem Strom vorgenommen. Man mißt vielmehr den Spannungsabfall am Nebenwiderstand. Dem Meßwerk wird also die Spannung $R_n I_n$ eingeprägt. Zur Vermeidung von Meßfehlern dürfen die Widerstände R_i und R_n ihren Wert nicht verändern. Insbesondere dürfen Temperaturschwankungen keinen Einfluß haben. Nebenwiderstände werden daher aus Manganindraht oder Manganinband hergestellt. Der hohe Temperaturbeiwert der Kupferdrahtdrehspule ist durch einen Manganinvorwiderstand im Meßzweig (R_v') kompensierbar. Dadurch wird allerdings der Eigenverbrauch vergrößert (vgl. Bild 7).

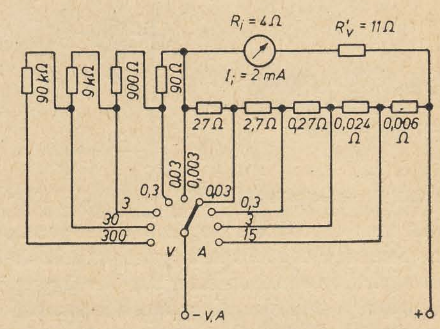


Bild 7: Schaltung eines Vielfachmeßgerätes für Strom- und Spannungsmessungen (H & B, Multavi I)

Vielfachmeßgeräte

Meist werden Strom- und Spannungsmesser zu einem kombinierten Vielfachmeßgerät zusammengebaut. Die einzelnen Meßbereiche werden durch Abzweigklemmen, Stöpsel oder Drehschalter geschaltet. Das im Bild 7 dargestellte Gerät hat für alle Meßbereiche eine gemeinsame Plusklemme. Die Minusklemme liegt an einem Stufenschalter. Beim Umschalten auf größere Strommeßbereiche wird der Nebenwiderstand verkleinert und die Vorschaltung im Meßzweig vergrößert. Beim Umschalten auf Spannungsmeßbereiche werden zusätzliche Vorwiderstände zugeschaltet. Bei Spannungsmessungen hat das Gerät einen Innenwiderstand von 333 Ω/V. Es gibt jedoch auch Spannungsmesser mit Innenwiderständen von 1000 bis 20 000 Ω/V.

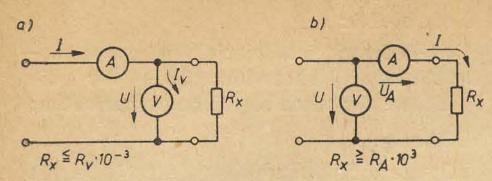


Bild 8: Strom-Spannungsmessung
a) spannungsrichtige Schaltung,
b) stromrichtige Schaltung

Leistungs- und Widerstandsbestimmung

Eine gleichzeitige Strom- und Spannungsmessung ermöglicht die Bestimmung von Widerständen und Leistungen. Bei solchen Messungen sind grundsätzlich die beiden Meßschaltungen nach Bild 8 möglich. Bei Schaltung nach Bild 8a ist die Spannungsangabe richtig und die Stromangabe um den Stromverbrauch des Spannungsmessers zu hoch (spannungsrichtige Schaltung). Sie eignet sich daher zur Messung relativ kleiner Widerstände ($R_x \leqq 10^{-3} R_v$). Bei der Schaltung nach Bild 8b erfolgt die Stromangabe richtig, und die Spannungsangabe ist um den Spannungsverbrauch des Strommessers zu hoch (stromrichtige Schaltung). Sie eignet sich daher zur Messung relativ hoher Widerstände ($R_x \geqq 10^3 R_A$). Die richtige Meßschaltung kann jeweils durch einen Vorversuch ermittelt werden. Die Auswertung der Messungen erfolgt nach den Formeln $R = \frac{U}{I}$ und $N = UI$.

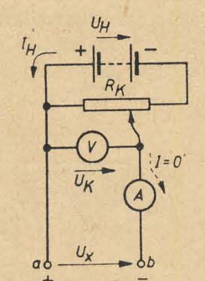


Bild 9: Kompensationsmessung (stromlose Spannungsmessung)

Kompensationsmessung

Will man eine Spannung möglichst genau messen, und es steht kein genügend hochohmiger Spannungsmesser zur Verfügung, so kann durch die Kompensationsschaltung nach Bild 9 die Spannung stromlos gemessen werden. Eine Hilfsstromquelle liefert die regelbare Kompensationsspannung U_K. Legt man die zu messende Spannung U_x richtig gepolt an die Klemmen a, b und stellt den Schieber des Spannungsteilers R_K so ein, daß der Strom I verschwindet, so ist die unbekannte Spannung $U_x = U_K$, d. h. gleich der vom Spannungsmesser angezeigten Kompensationsspannung.

Messungen bei Wechselstrom und Hochfrequenz

Bei Wechselstrommessungen werden den Drehspulmeßwerken Umformer vorgeschaltet, die die zu messende Wechselspannung in eine ihr proportionale Gleichspannung umwandeln. Je nach Art des verwendeten Zusatzgerätes unterscheidet man:

1. Drehspulinstrumente mit Trockengleichrichtern oder Kristalldioden (Gleichrichtermeßgeräte),
2. Drehspulinstrumente mit Thermoumformern.

Gleichrichtermeßgeräte

Für Tonfrequenzmessungen bis zu 10 kHz werden Gleichrichtermeßgeräte mit Kupferoxydul- oder Selenmeßgleichrichtern ausgestattet. Am häufigsten wird der Kupferoxydulgleichrichter, wegen der größeren zeitlichen Konstanz und größeren Stromdichte (kleinere Abmessungen!), verwendet. Der Gleichrichtereffekt besitzt einen Schwellenwert, d. h., bei kleinen Spannungen (< etwa 0,3 V) findet noch keine Gleichrichtung statt. Der Meßbereich ist nach unten durch das Aussetzen des Gleichrichtereffektes auf Spannungen von etwa 1 V begrenzt. Auch die Anfangsempfindlichkeit ist aus diesem Grunde praktisch Null, so daß sich Gleichrichtermeßgeräte nicht als Indikatoren in Brücken und bei ähnlichen Nullmethoden eignen. Vom Meßwerk wird der arithmetische Mittelwert der gleichgerichteten Spannung angezeigt. Die Eichung erfolgt jedoch in Effektivwerten, so daß die Anzeige nur für reine Sinusform richtig ist. Der Skalenverlauf ist durch die Gleichrichterkennlinie bestimmt, die für kleine Spannungen einen quadratischen und bei größeren Spannungen einen linearen Verlauf hat. Durch Vorschalten eines Widerstandes (R_v') kann auch für kleine Meßspannungen die Kennlinie weitgehend linearisiert werden. Die Vorschaltung wirkt sich auch auf die Temperaturabhängigkeit und den Frequenzeinfluß des Gleichrichters kompensierend aus. Meist wendet man Zweiwegschaltungen an, da die Zweiweggleichrichtung den arithmetischen Mittelwert erhöht und den Wechselstromanteil des pulsierenden Gleichstromes verringert. Dadurch wird ein besserer Wirkungsgrad und eine wesentlich ruhigere Einstellung des beweglichen Organs erzielt. Gleichzeitig wird der Umpolfehler vermieden, der bei Einweggleichrichtung für unsymmetrische Halbwellen auftritt. Je nachdem, ob die positive oder negative Halbwelle gleichgerichtet wird, ergeben sich verschiedene Anzeigen.

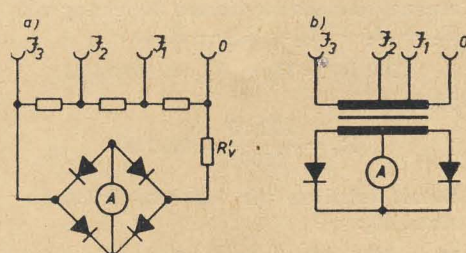


Bild 10: Gleichrichter-Strommesser mit mehreren Meßbereichen
a) Meßbereichänderung durch angezapften Nebenwiderstand,
b) Meßbereichänderung durch Stromwandler (nur zwei Gleichrichterzellen in Gegentakt zur Kleinhaltung des Spannungsverbrauchs)

Die Anpassungsglieder des Instrumentes an die Meßgröße (Vorwiderstände, Nebenwiderstände) werden immer auf der Wechselstromseite angeordnet, so daß der Gleichrichter vor Durchschlag geschützt ist (Bild 10). Bei Mehrfachmeßgeräten sind zur Vermeidung eines Skalendeckungsfehlers, durch unterschiedliche Gleichrichteraussteuerung in den einzelnen Meßbereichen, die Anpassungswiderstände so bemessen, daß sich in allen Bereichen angenähert der gleiche Eigenverbrauch ergibt (Bild 11a).

Die Schaltungen sind in der Regel so ausgebildet, daß sich der Gleichstrom über den Gleichrichter schließt (Parallelschaltung von Meßwerk und Gleichrichter), so daß es eines Gleichstromweges im äußeren Stromkreis nicht bedarf.

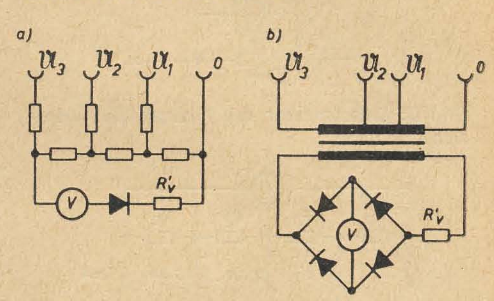


Bild 11: Gleichrichter-Spannungsmesser mit mehreren Meßbereichen
a) Meßbereichänderung durch Vorwiderstände mit angezapftem Nebenwiderstand (kein Skalendeckungsfehler)
b) Meßbereichänderung durch Spannungswandler (kein Skalendeckungsfehler, wenn die aufgenommenen Ströme den angelegten Spannungen umgekehrt proportional sind)

Störende Gleichströme können durch Vorschalten eines Kondensators genügend großer Kapazität auf der Wechselstromseite vom Meßgerät ferngehalten werden.

Mit Hilfe sogenannter Meßübertrager (Wandler), bei denen die Meßgröße auf einen unmittelbar meßbaren Wert transformiert wird, kann der Eigenverbrauch wesentlich verringert werden. Ein weiterer Vorteil dieser Möglichkeit besteht darin, daß auch solche Meßgrößen einfach zu erfassen sind, die für eine unmittelbare Messung zu klein wären. Bei geeigneter Herauftransformierung können Meßbereiche bis herunter zu einigen μA und etwa 10 mV eingerichtet werden. Man trennt dadurch gleichzeitig den Gleich- und Wechselstromkreis und verhindert die Anzeige von Störgleichströmen.

Der Eigenverbrauch bei Spannungsmessern liegt zwischen 2 mA und 10 mA, so daß der Instrumentenwiderstand 500 Ω/V bis 100 Ω/V beträgt. Strommesser werden mit Meßbereichen von 0,1 mA bis 10 A bei einem Eigenverbrauch von etwa 10^{-3} VA ausgeführt. Die Meßgenauigkeit beträgt rund 1,5%.

Strom- und Spannungsmesser können zu einem Vielfachmesser vereinigt werden. Sieht man außerdem die Möglichkeit vor, das Drehspulmeßwerk zu Gleichstrom- und Gleichspannungsmessungen auszunutzen, so entsteht das besonders leistungsfähige Universalinstrument. Bei dem im Bild 12 dargestellten Schaltungsbeispiel erfolgt die Anpassung an die Meßgröße ausschließlich durch ohmsche Widerstände. Zur Meßbereichumschaltung dient ein Drehschalter. Durch Anwendung eines angezapften Nebenwiderstandes wird in den Wechselstrombereichen völ-

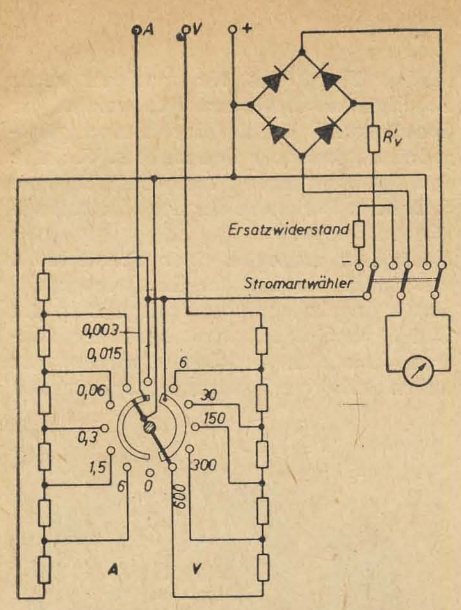


Bild 12: Schaltung eines Universalmeßgerätes für Gleich- und Wechselstrommessungen (H & B, Multavi II)

lige Skalendeckung erreicht. Der in den Wechselspannungsbereichen auftretende Skalendeckungsfehler ist infolge entsprechender Bemessung der Widerstände unwesentlich. Beim Übergang auf Gleichstrommessungen wird mit Hilfe des an der Seite des Gehäuses angeordneten Stromartwählers der Gleichrichter (Brückenschaltung) durch einen ohmschen Widerstand ersetzt, der so bemessen ist, daß bei beiden Stromarten die gleichen Vor- und Nebenwiderstände benutzt werden können. Das Gerät ist mit drei Klemmen ausgestattet. Dadurch ist es möglich, Strom und Spannung eines Kreises unmittelbar nacheinander zu messen, ohne die Anschlüsse umzuklemmen. Eine Unterbrechung des Stromkreises tritt dabei nicht auf, da die Stromklemmen bei Spannungsmessung durch einen besonderen Kontakt des Drehschalters kurzgeschlossen werden. Das Meßgerät hat folgende Daten:

Eigenverbrauch: Spannungsabfall bei Strommessungen 0,9 bis 1,2 V
Stromaufnahme bei Spannungsmessungen 3 mA

Fehlergrenzen: Bei Gleichstrom ± 1%
Bei Wechselstrom bis 500 Hz ± 1,5%
2000 Hz ± 3%
10000 Hz ± 6%

Die Anzeige der Gleichrichtermeßgeräte ist wegen der Eigenkapazität des Gleichrichters frequenzabhängig. Die Gleichrichterkapazität beträgt je nach Ausführung 10 bis 50 nF/cm². Sie ist also sehr hoch. Über diese Kapazität fließt bei höheren Frequenzen (über etwa 5000 Hz) ein Wechselstrom, der nicht gleichgerichtet wird. Für Hochfrequenzmessungen verwendet man daher zweckmäßiger Kristalldioden, die eine sehr geringe Eigenkapazität von nur einigen pF haben.

Thermoumformermeßgeräte

Thermoumformermeßgeräte haben außer dem Drehspulmeßwerk Thermopaare, die durch die elektrische Meßgröße mittelbar oder unmittelbar erwärmt werden und eine Spannung für das Meßwerk liefern. Der Thermoumformer besteht aus einem Heizer (Konstantandraht), der von dem zu messenden Strom durchflossen wird und die Lötstelle eines Thermopaares [z. B. Eisen-(+)-Konstantan(—) mit etwa 50 µV/° C] auf etwa 300 bis 400° C erwärmt. Die Heizung kann direkt oder indirekt erfolgen. Der Umformer wird zur Kleinhaltung der Heizleistung meist im Vakuum aufgebaut. Bei indirekter Heizung ist der Heizer vom Thermopaar durch einen Glaskörper getrennt (Bild 13). Die entstehende Thermospannung wird von einem Drehspulmeßwerk (mit etwa 5 mV Vollausschlag) angezeigt. Gemessen wird stets der Effektivwert des zu messenden Stromes. Der Skalenverlauf ist quadratisch, kann jedoch bei Wärmeverlusten von diesem abweichen. Der Zusammenhang von Meßstrom I und Thermospannung U_T wird durch Aufnahme einer Eichkurve ermittelt. Die Eichung wird mit Gleichstrom durchgeführt und das Gerät für Strom- und Spannungsmessungen im Hochfrequenzgebiet bis zu 10^9 Hz verwendet. Thermoumformermeßgeräte zeigen auch bei verzerrten Meßgrößen richtig an, da die Anzeige nur vom Effektivwert des Frequenzgemisches abhängt.

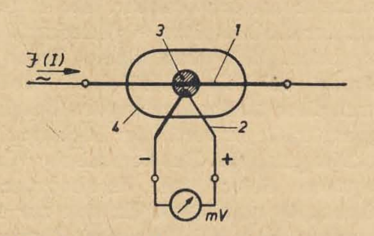


Bild 13: Thermoumformermeßgerät
1 – Heizer, 2 – Thermopaar, 3 – Glasperle (indirekte Heizung), 4 – Vakuumgefäß

Thermoumformer sind sehr empfindlich gegen Überlastungen. Sie vertragen höchstens eine 50- bis 100%ige kurzzeitige Überlast. Meßbereiche für 1 bis 100 mA werden vorwiegend als Vakuumumformer ausgeführt und haben einen Eigenverbrauch zwischen 1 und 10 mW. Für Meßbereiche über 100 mA bis etwa 100 A werden die Umformer nicht eingeschmolzen. Ihr Eigenverbrauch liegt zwischen 0,1 und 10 W. Die Meßbereicherweiterung bei Spannungsmessern erfolgt in üblicher Weise durch Vorwiderstände mit geringer Blindkomponente (bis etwa 1000 V). Bei Strommessern ist das Anbringen von Nebenwiderständen nicht möglich. Die Meßbereichänderung erfolgt nur durch austauschbare Umformer. Die Meßgenauigkeit beträgt etwa ±1%.

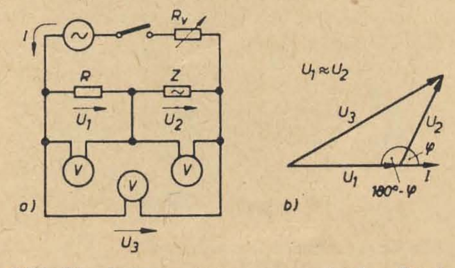


Bild 14: Leistungsmessung nach der Dreispannungsmesser-Methode
a) Meßschaltung, b) Vektordiagramm

Leistungs- und Scheinwiderstandsbestimmung

Bei Wechselstrom unterscheidet man definitionsgemäß (vgl. DIN 40110):

a) die Scheinleistung $N_s = UI$ (VA)
b) die Wirkleistung $N_w = UI \cos \varphi$ (W)
c) die Blindleistung $N_b = UI \sin \varphi$ (VAr)¹)

Dabei gilt der Zusammenhang:

$$N_s = \sqrt{N_w^2 + N_b^2} = UI$$

und für den Leistungsfaktor oder Wirkfaktor:

$$\cos \varphi = \frac{N_w}{N_s}$$

U und I sind Effektivwerte der Wechselspannung bzw. des Wechselstromes und φ deren Phasenwinkel.

Meßtechnisch kommt der Wirkleistung $N_w = N$ besondere Bedeutung zu. Falls die Blindleistung interessiert, läßt sie sich mit der Wirkleistung aus den obigen Definitionsgleichungen berechnen, wobei entweder der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung oder die Scheinleistung ebenfalls bekannt sein muß. Die Messung der Wirkleistung nach der Strom-Spannungsmethode, ähnlich wie bei Gleichstrom, kann also bei Wechselstrom nur für rein ohmsche Last angewendet werden, d. h., wenn $\cos \varphi = 1$ ist.

Mit Hilfe des sogenannten Dreiinstrumentenverfahrens ist es jedoch möglich, auch bei Wechselstrom und Hochfrequenz Leistungsbestimmungen durch Strom-Spannungsmessungen vorzunehmen. Bei der Dreispannungsmesser-Methode wird das Meßobjekt Z, dessen Leistungsaufnahme bestimmt werden soll, in Reihe mit einem annähernd gleich großen bekannten ohmschen Widerstand R über einen regelbaren Vorwiderstand R_v an die Meßspannung U gelegt (Bild 14). Man mißt die drei Spannungen an R (U_1), an Z (U_2) und die Gesamtspannung U_3 entweder mit einem Voltmeter, das durch einen Umschalter nacheinander an die einzelnen Spannungen gelegt wird, oder gleichzeitig mit drei Spannungsmessern. Nach Bild 14 gilt also:

$$U_1 + U_2 = U_3$$

(vektorielle Addition).

Die drei Spannungen werden zu einem Dreieck zusammengesetzt (Vektordiagramm), das nur dann genügend genau konstruiert werden kann, wenn die Seiten U_1 und U_2 von gleicher Größenordnung sind. Damit erklärt sich auch die Bedingung, daß $R \approx Z$ sein soll, weil die Widerstände proportional den Spannungsabfällen sind. Was für die grafische Auswertung der Messung gilt, hat auch bei der rechnerischen Behandlung der Meßergebnisse volle Gültigkeit.

Da der Strom $I = \frac{U_1}{R}$ in Phase mit der Teilspannung U_1 ist, läßt sich $\cos \varphi$ nach dem Kosinussatz aus dem Spannungsdreieck (Bild 14b) berechnen. Man erhält für die Effektivwerte:

$$U_3^2 = U_1^2 + U_2^2 - 2 U_1 U_2 \cos (180° - \varphi)$$

¹) Maßeinheit für die Blindleistung (r = Reaktanz).

Mit $\cos(180° - \varphi) = -\cos\varphi$ und $U_1 = IR$ erhalten wir weiter:

$$U_3^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2 R U_2 I \cos\varphi$$

und schließlich:

$$N = U_2 I \cos\varphi = \frac{U_3^2 - U_1^2 - U_2^2}{2R}$$

Das Meßergebnis ist nur dann richtig, wenn der Eigenverbrauch der Spannungsmesser vernachlässigbar ist. Man verwendet daher am zweckmäßigsten elektrostatische Spannungsmesser oder Röhrenvoltmeter.

Ist der Hilfswiderstand R unbekannt, so muß auch der Strom I gemessen werden.

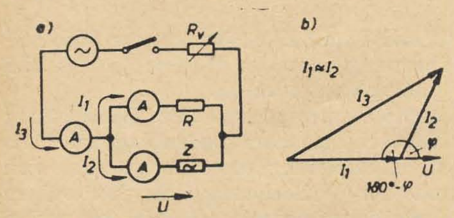


Bild 15: Leistungsmessung nach der Dreistrommesser-Methode
a) Meßschaltung, b) Vektordiagramm

Werden Leistungen gemessen, die von großen Strömen und kleinen Spannungen gebildet werden, so ist die Dreistrommesser-Methode günstiger (Bild 15).

Parallel zum unbekannten Verbraucher Z liegt ein bekannter rein ohmscher Widerstand R. Gemessen werden die Teilströme I_1, I_2 und der Gesamtstrom I_3. Es gilt also:

$$I_1 + I_2 = I_3$$

Nach dem Kosinussatz für das Stromdreieck erhalten wir für die Effektivwerte:

$$I_3^2 = I_1^2 + I_2^2 - 2 I_1 I_2 \cos(180° - \varphi)$$

und mit $\cos(180° - \varphi) = -\cos\varphi$ und $I_1 = \frac{U}{R}$ gilt weiter:

$$I_3^2 = I_1^2 + I_2^2 + 2 I_2 \frac{U}{R} \cos\varphi$$

Schließlich erhalten wir also:

$$N = U I_2 \cos\varphi = \frac{1}{2} R (I_3^2 - I_1^2 - I_2^2)$$

Als Strommesser werden Thermoinstrumente verwendet, die praktisch einen rein ohmschen Eigenwiderstand aufweisen, so daß deren Spannungsverbrauch leicht zu berücksichtigen ist.

Ist der Hilfswiderstand R nicht bekannt, so muß auch die Spannung U mitgemessen werden.

Der Scheinwiderstand Z kann durch eine einfache Strom-Spannungsmessung zu $Z = \frac{U}{I}$ bestimmt werden. Aus Schein- und Wirkleistung kann der Wirkfaktor zu $\cos\varphi = \frac{N}{UI}$ berechnet werden. Damit gilt für den Wirk- und Blindanteil des Scheinwiderstandes:

$$R = \frac{U}{I}\cos\varphi; \; X = \frac{U}{I}\sin\varphi \text{ und}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \frac{U}{I}$$

Bei bekannter Meßfrequenz ω kann aus $X_L = \omega L$ und $X_C = 1/\omega C$ die Induktivität bzw. die Kapazität ermittelt werden.

Fortsetzung von Seite 713: **Plattenspieler im Kraftwagen**

der Motorwelle angetrieben wird. Die Masse des Laufwerkes ist durch Bleigewichte an der Grundplatte vergrößert, die in Verbindung mit der Gummiaufhängung der Laufwerkgrundplatte die Abstimmung auf eine Eigenresonanz von 2,5 Hz ermöglichen. Durch diese niedrige Abstimmung und die hohe Eigendämpfung der Gummiaufhängung wird die Übertragung von Erschütterungen auf das Laufwerk weitgehend unterdrückt.

Der Schmierfilm der vertikalen Tonarmlagerung ist so ausgelegt, daß einerseits eine nahezu reibungslose Lagerung für den geringen Vorschub beim Abtasten der feinen Rillen der Schallplatte vorhanden ist, zum anderen die beim Durchfahren von Kurven entstehenden Beschleunigungskräfte wirksam bedämpft werden, so daß ein Herausdrängen des Abtasters aus der Rille unmöglich gemacht wird. Begünstigt wird dies dadurch, daß der Tonarm um seine vertikale Achse ausbalanciert ist.

Ein horizontales Tonarmlager (für Bewegungen in der Vertikalen) ist nicht vorhanden, der Arm ist starr. Dagegen ist die samt der beweglichen Halterung ausbalancierte Abtastpatrone um eine horizontale Achse schwenkbar. Die Auflagekraft der Abtastspitze wird dadurch hervorgerufen, daß eine kleine Feder die Patrone auf die Schallplatte drückt. Durch diese Maßnahme werden Beschleunigungskräfte in vertikaler Richtung unwirksam gemacht. Das keramische Wandlersystem liefert im Frequenzbereich zwischen 40 und 10000 Hz eine zur Aussteuerung des NF-Teils des Autoempfängers ausreichende Spannung.

Die Bedienung des Gerätes ist gut auf die Verwendung im Kraftfahrzeug abgestimmt.

Bei der Öffnung der Frontplatte des in Fahrzeugmitte angeordneten Plattenspielers (Bild 1) wird das Chassis etwas herausgezogen und gleichzeitig das Plattenfach, das sich unterhalb der Laufwerkgrundplatte befindet, zugänglich. In diesem Fach, das für maximal sechs Schallplatten bestimmt ist, werden die Schallplatten durch eine Feder plattgedrückt, damit sie sich nicht u. U. unter den beträchtlichen Temperaturen, die z. B. beim Parken in der Sonne entstehen können, verwerfen.

Nach dem Auflegen einer Schallplatte, das durch die auf der Laufwerkgrundplatte angebrachten Anschläge (1, 2 im Bild 5) vereinfacht wird, kann der Tonarm nach dem Drücken eines auf der linken Seite vom Tonarm hervortretenden

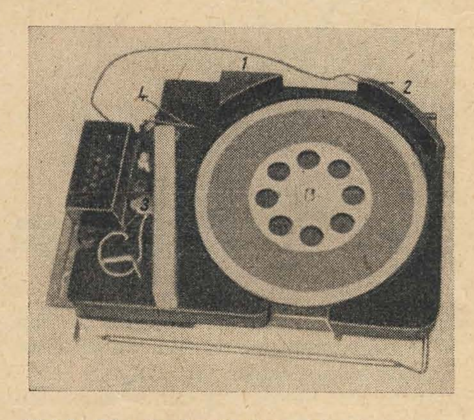


Bild 5: Chassis des Plattenspielers von oben gesehen
1 und 2 – Plattenanschläge, 3 – Sicherungshebel, 4 – Anschlag für Tonarm

Sicherungshebels (3) bis an einen Anschlag (4) nach rechts geschwenkt werden. Nach dem Loslassen des Sicherungshebels setzt sich der Abtaster in die Einlaufrille der Schallplatte ein, und der Antrieb beginnt sich zu drehen.

Die Bedienung ist so ausgelegt, daß auch der Fahrer des Kraftwagens die Inbetriebnahme ohne große Mühe vornehmen kann.

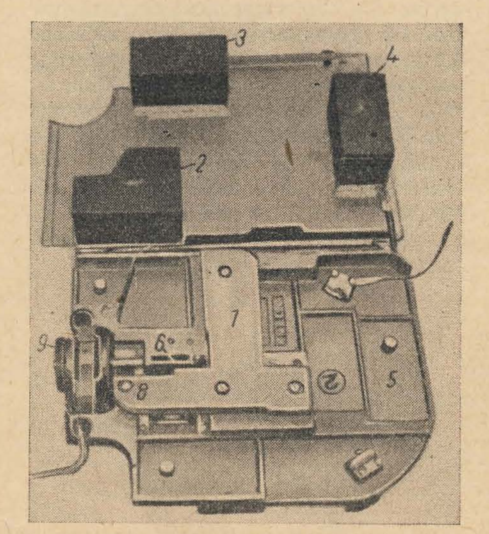


Bild 4: Unterseite des Chassis
1 – Bleigewicht, 2 bis 4 – Gummiaufhängung, 5 – Grundplatte, 6 – Vorgelege, 7 – Motor (links unten), 8 – Kardan, 9 – Schwungrad

Literatur

P. C. Goldmark: Highway Hi-Fi. Audio Engineering Dezember 1955, S. 15 bis 17 und 63/64.

B. Kulose: Die elektrische Ausrüstung amerikanischer Automobile. ETZ (B) 9. Jg. H. 3 (März 1957) S. 65 bis 70.

Servicing Highway Hi-Fi. Radio & Television News April 1956 S. 44/45 und 140 bis 142.

An alle Produktionsbetriebe für elektronische Bauteile und Geräte

Wir bitten alle Hersteller von Bauelementen, Bauteilen, Röhren, Relais, Meß- und Prüfgeräten sowie sonstigen Einzelteilen und kompletten Geräten der Rundfunkempfangstechnik, der Fernsehtechnik, der Elektroakustik und der Regel- und Steuerungselektronik, uns zur Vervollständigung unseres Firmenverzeichnisses möglichst ausführliche Unterlagen über alle ihre Erzeugnisse zukommen zu lassen.

Großen Wert legen wir auch auf die Anschriften und das Produktionsprogramm von solchen Betrieben, die Bastler- und Amateurbedarf herstellen.

Die Redaktion

Beobachtung des „Sputnik I" über Ulm

An der Beobachtung des „Sputnik" hat sich die ganze Welt beteiligt. Es ist dabei schon nicht leicht, seine Funksignale im 15- oder 7-m-Band zu empfangen oder ihn in der Dämmerung mit dem Auge oder Fernrohr sicher zu beobachten. Außerordentlich schwer jedoch ist es, seine wirkliche Bahn funktechnisch zu erfassen und seinen Lauf dabei zu verfolgen. Der Satellit läuft so schnell, daß Versuche, ihn anzupeilen, im allgemeinen vergeblich sein werden, denn er ist bereits weggelaufen, wenn man mit einer Minimumpeilung seine Lage festzustellen sucht.

Auf dem Peilerversuchsfeld von Telefunken bei Ulm sind jedoch in einigen Nächten regelmäßige Beobachtungen durchgeführt worden, die ganz hervorragende Ergebnisse und genaue Messungen möglich machten. Der hier stehende, neu entwickelte Kurzzeitpeiler arbeitet mit solcher Genauigkeit und vor allem Schnelligkeit der Anzeige, daß der winzige Satellit schon auf weite Entfernung aufgenommen und auf seinem ganzen Weg genau verfolgt werden kann. Wenn der Peilempfänger mit genau eingestellter Frequenz das Aufgehen der Kugel erwartet, so wird schon das erste ankommende Signal sichtbar angezeigt und läßt den Peilazimut bestimmen. Ein Sichtpeiler gibt dabei die Möglichkeit, die Signale des „Sputnik" sowohl fotografisch wie auch im Film festzuhalten und ihm auf seinem ganzen Weg zu folgen. Die dabei gemachten Beobachtungen erstrecken sich im allgemeinen über eine Zeitdauer von durchschnittlich 15 Minuten bis über den Niedergang des Trabanten. wobei das Verhältnis von Signal zum allgemeinen Rauschen von 2:1 bis 15:1 ansteigt und abfällt.

Die unterschiedlichen Beobachtungen während verschiedener Umläufe wurden bildlich auf Film festgehalten und gleichzeitig mündlich auf ein Magnettonband gesprochen. Telefunken hat die Ergebnisse der mehrnächtigen Beobachtung dem Max-Planck-Institut in Weißenau zur Auswertung übergeben.

Telefunken-Pressemitteilung

NKR – Normleitung: Kabel mit Bleimantel und Runddrahtbewehrung

NKRA – Normleitung: Kabel mit Bleimantel, Runddrahtbewehrung und Außenumhüllung

NL – Nachruflampe
– Nulleiterdraht, nicht für Erdverlegung

Nl – Netzwerk für Leitungsabschluß

NLA – Aluminiumnulleiter, nicht für Erdverlegung

NLC – Kupfernulleiter, nicht für Erdverlegung

NLG – Normleitung: Gummischlauchleitung mit äußerer Beflechtung für leichte Elektrogeräte

NLH – Normleitung: Gummileitung für leichte Handgeräte mit geringer mechanischer Beanspruchung

NLHG – Normleitung: NLH mit Glanzgarnbeflechtung

NMH – Normleitung: Gummileitung für mittlere Handgeräte mit mittlerer mechanischer Beanspruchung

NMHG – Normleitung: NMH mit Glanzgarnbeflechtung

NMP – navigational microfilm projector = Mikrofilmprojektor für Schiffahrtszwecke

Np – Neper (= N), Maßeinheit für Dämpfung oder Verstärkung

NPA – Normleitung: Panzeradern

NPL – National Physical Laboratory = Staatliches Physikalisches Laboratorium (Großbritannien)
– Normleitung: Pendellitze (einadrig, für Schnur- und Zugpendel)

NPLR – Normleitung: Pendellitze, rund (zweiadrig, mit gemeinsamer Beflechtung)

NPT – normal pressure and temperature = Normaldruck und Normaltemperatur = NTP

NRA – Normleitung: Rohrdrahtader mit Faserstoffüllung (nur auf Putz)

NRAM – Normleitung: Rohrdrahtader mit Bitumenfüllung (auf und unter Putz)

NRAN – Normleitung: Rohrdrahtader mit Nulleiter (Beidraht)

NRG – Normleitung: Rohrdrahtader mit Gummifüllung

NRL – Naval Research Laboratory = Marineversuchslaboratorium (Washington)

NRT – Net Register Tonnage = Netto-Registertonne

NRU – Normleitung: Rohrdrahtader mit Umhüllung aus Faserstoff

NS – Nummernschalter

NSA – Normleitung: Schnur mit Gummiadern (für ortsveränderliche Stromverbraucher)

nsa – Nummernschalter-Arbeitskontakt

NSAG – Sondergummileitungen, wie NSA

NSGK – Normleitung: Schnur mit Gummimantel und Kordelbeflechtung

NSH – Normleitung: Leitung für schwere Handgeräte mit hoher mechanischer Beanspruchung

nsi – Nummernschalter-Impulskontakt

nsl – Nummernschalter-Leerlaufkontakt

nsr – Nummernschalter-Ruhekontakt

N.S.T. – Newfoundland Standard Time = Normalzeit von Neufundland

NT – Nadelton
– Normleitung: Leitungstrossen für hohe mechanische Beanspruchung

NTG – Nachrichtentechnische Gesellschaft (im VDE)

NTK – Normleitung: Biegsame Theaterleitung (Soffittenleitung) mit Kordelbeflechtung

NTP – NPT

NTSC – National Television System Committee = Staatlicher Ausschuß für Fernsehen (USA)

NTSK – Normleitung: Biegsame Theaterleitung (Versatzleitung) mit Segeltuchumhüllung und Kordelbeflechtung

NTTPC – Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation = Japanische Telegrafie- und Telefon-Gesellschaft

nt. wt. – net weight = netto

NTZ – Nachrichtentechnische Zeitschrift (früher: FTZ = Fernmeldetechnische Zeitschrift)

NU – Nations Unies = Vereinte Nationen (UN)

NV – Niederfrequenzverstärker

NWI – National Weather Institute = Staatliches Wetteramt (USA)

NWK – Normleitung: Werkstattschnur mit Kordelbeflechtung

O

O – Oberfläche
– Sauerstoff, chemisches Element

Ω – Ohm (Maßeinheit für den elektrischen Widerstand R oder Z)
– normierte Frequenz

ω – Kreisfrequenz oder Winkelgeschwindigkeit ($\omega = 2\pi f$)

OA – Ortsamt

o/a – or or about = oder, oder etwa
– over all = über alles, Gesamt-

OACI – Organisation de l'Aviation Civile Internationale = Internationale Zivilluftfahrt-Organisation

OB – Ortsbatterie

OBD – omnibearing-distance (navigation) = besonderes Navigationsverfahren unter Verwendung von Polarkoordinaten

OBI – omnibearing indicator = automatischer Azimutanzeiger

OBS – open heart basic steel = Schmiedeeisen

OC – ondes courtes (frz. Bezeichnung für Dekameter-Wellen: 3 MHz bis 30 MHz, 100 m bis 10 m)

OC, o.c. – open circuit = Leerlauf

OD – outside diameter = Außendurchmesser

ODGW – Ortsdienstgruppenwähler

ODR – omni directional range = Allrichtungsfunkfeuer (= ARFF)

Oe – Oersted (Maßeinheit für die magnetische Feldstärke H);

$$1 \text{ Oe} = 0{,}7958 \frac{\text{A}}{\text{cm}}$$

OEl – örtliche Endamtsleitung

OEM – onde entretenue modulée = modulierte ungedämpfte Welle (= MCW)

OFLW – Orts- und Fernleitungswähler

ÖFT – Österreichische Zeitschrift für Telegrafen-, Telefon-, Funk- und Fernsehtechnik

OGT – outgoing trunk multiple = abgehendes Bündel

OGW – Ortsamtsgruppenwähler

OI – ondes intermédiaires (frz. Bezeichnung für Wellen im Bereich von 1600 kHz bis 3000 kHz)

OIM – Organisation Internationale Météorologique = Internationale Wetterdienstorganisation

OIN – Organisation Internationale de Normalisation = Internationaler Normungsausschuß (= ISO)

OIR – Organisation Internationale de Radiodiffusion = Internationale Rundfunkorganisation (Prag)

Ok – Ortskabel

OL – ondes longues (frz. Bezeichnung der Wellen im Bereich von 10 kHz bis 150 kHz)
– overhead line = Freileitung (= OW)

Ol – Ortsverbindungsleitung

OlÜ – Ortsleitungsübertrager

OLW – Leitungswähler für Ortsverkehr

OM – ondes moyennes (frz. Bezeichnung der Wellen im Bereich von 150 kHz bis 1600 kHz)
– Funkkurzbezeichnung für einen Kurzwellenamateur

OMM – Organisation Météorologique Mondiale = Meteorologische Weltorganisation

ON – Ortsnetz

ONA – Overseas News Agency = Übersee-Nachrichtenagentur (USA)

ONS – Overseas News Service = Übersee-Nachrichtendienst (London)

ONU – Organisation des Nations Unies = Organisation der Vereinten Nationen (UNO)

OOO – out of order = gestört, außer Betrieb

opv – ohms per volt = Ω/V

ORB – omnidirectional radio beacon = Allrichtungsfunkfeuer (= ODR)

Os – Osmium, chemisches Element

OSC, osc. – oscillator = Oszillator, Generator, Schwingungserzeuger, Summer

OSl – örtliche Schnellverkehrsleitung

OSl-m – örtliche Schnellverkehrsmeldeleitung

OSl-v – örtliche Schnellverkehrsverbindungsleitung

OSRD – Office of Scientific Research and Development = Amt für wissenschaftliche Forschung und Entwicklung (USA)

OSV – ocean station vessel = Funknavigation zwischen Seefunkstellen

OTC – ondes très courtes (frz. Bezeichnung der Wellen im Bereich von 10 m bis 1 m)

OUC – ondes ultra-courtes (frz. Bezeichnung der Wellen im Bereich von 1 m bis 0,1 m)

OÜl – örtliche Überweisungsleitung

OÜl-m – örtliche Meldeleitung

OÜl-t – wechselseitig betriebene örtliche Überweisungsleitung, auf ein Teilnehmer-Anruforgan geschaltet

OÜl-v – örtliche Verbindungsleitung

out – output = Ausgang, Ausgangs...

OW – open wire = Freileitung (= OL)
– order-wire circuit = Dienstleitung

OWF – optimum working frequency = günstigste Verkehrsfrequenz (= FOT)

oz. – ounce (frz. onze) = Unze

oz.av. – Unze, Handelsgewicht = 28,35 g

oz.t. – Unze, Feingewicht = 31,1 g

P

P – Kraft (nach AEF)
– Leistung (nach IEC)
– Phosphor, chemisches Element
– Schalldruck, Druck

p – Füllfaktor
– Piko . . . 10^{-12}
– Polpaarzahl

p. – pole oder perche (= Rute); brit. Längenmaß = 5,03 m (= rod)

π – (pi) = Kreiszahl = 3,141592653589...

PA – phase angle = Phasenwinkel
– power amplifier = Leistungs-, End- oder Kraftverstärker
– public address (system) = Lautsprecherübertragung(sanlage)
– pulse amplifier = Impulsverstärker

p.a. – per annum (lat.) = jährlich

PAA – Pan American Airways = Panamerikanische Luftverkehrsgesellschaft (New York)

PABX – private automatic branch exchange = private Nebenstellenwählanlage (= PAX)

PAL – Belegtlampe für den Platzanschaltewähler

PAM – Pulsamplitudenmodulation

PAN – Internationales Notzeichen (vgl. CCIR-Empfehlung Nr. 23)

PANS – procedures for air navigation service = Verfahren zur Flugsicherung



Im Dezember erscheint:

H. FISCHER

Amateurfunk

Etwa 500 Seiten mit zahlreichen technischen Zeichnungen
Werkstoffeinband, etwa 18,— DM

Ein Nachschlagewerk nicht nur für Kurzwellenamateure, sondern auch ein Leitfaden für Ingenieure und Techniker. Es bringt eine Darstellung der Grundlagen der Elektro- und Hochfrequenztechnik, vermittelt Kenntnisse für die Berechnung von Schwingkreisen, für die Konstruktion von Oszillatoren, Puffer-, Verdoppler- und Senderendstufen, für den Bau von Sende- und Empfangsstationen sowie einfacher und komplizierter Empfänger. Als einen der wichtigsten Teile bringt dieses Werk praktische Anleitungen zum Bau von Amateursendern, Geradeausempfängern, Großsupern, Frequenzmessern und anderer Hilfsgeräte.

Sofort lieferbar:

MORGENROTH/ROTHHAMMEL

Taschenbuch für den Kurzwellenamateur

4., verbesserte Auflage, 200 Seiten
Werkstoffeinband 5,80 DM

Aus dem Inhalt: Die internationalen Morsezeichen, Verkehrsabkürzungen im Amateurbetrieb. Die Beurteilung von Lesbarkeit, Lautstärke und Tonqualität, Wellenlänge und Frequenz, abgekürzte Gerätebezeichnungen im Amateurgebrauch und die Verkehrsmöglichkeiten auf den Amateurbändern.

———————— HIER ————————
abtrennen und unfrankiert einsenden!

Bitte senden Sie mir auf Grund Ihres Angebotes S 46

________ Expl. Fischer, **Amateurfunk**, etwa DM 18,—

________ Expl. Morgenroth/Rothhammel, **Taschenbuch für den Kurzwellenamateur**, DM 5,80

Name: ____________________

Ort: ____________________

Straße: ____________________

Bitte in Blockschrift ausfüllen!

Nicht frankieren!
Gebühr zahlt Empfänger!

WERBEANTWORT

An den
Sportbuchversand
LEIPZIG C1
Postfach 350